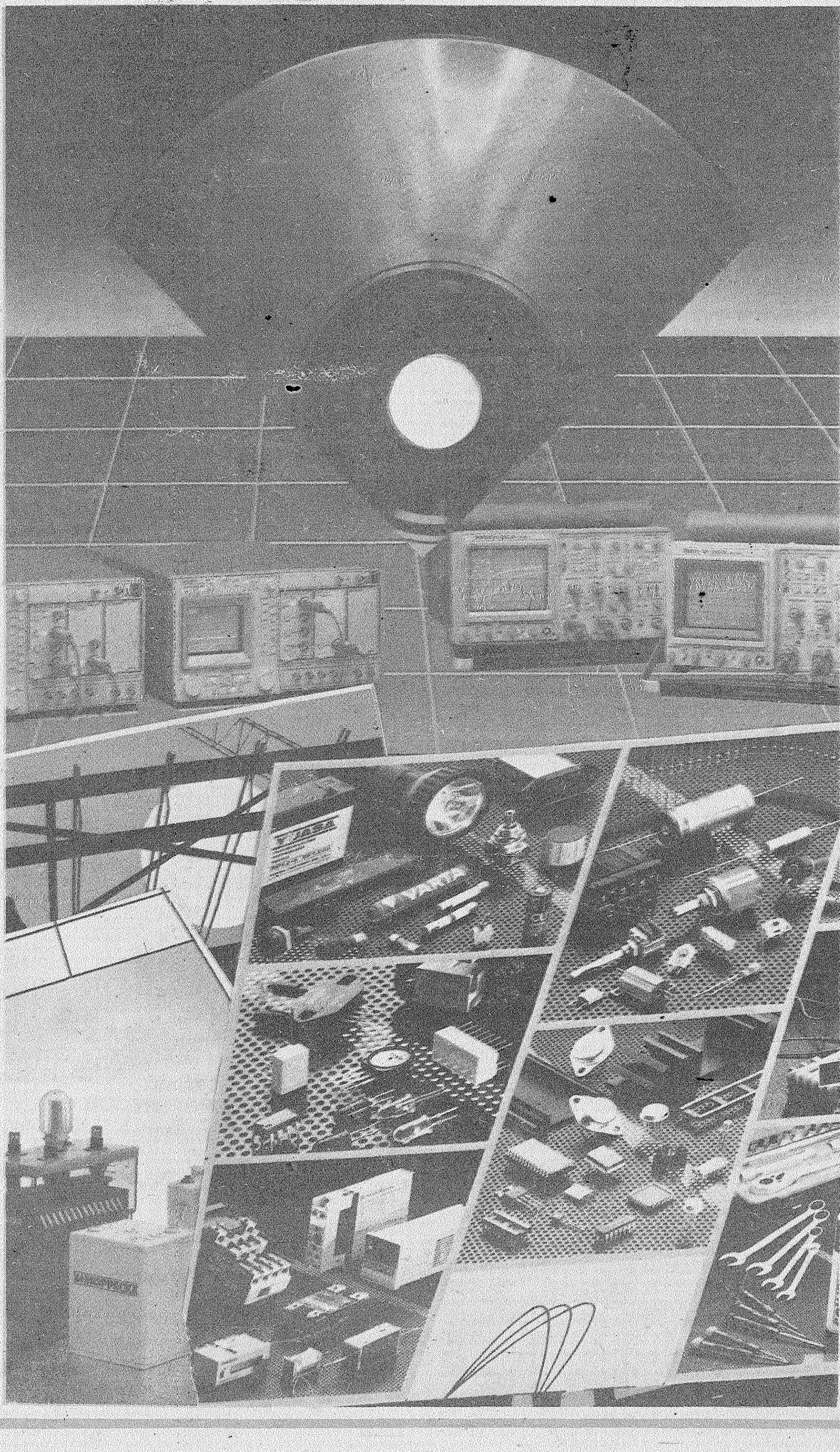
Tehnium

ANUL XXII — NR. 264 11/1992

SUMAR

REVISTĂ LUNARĂ PENTRU CONSTRUCTORII AMATORI

ADRESA REDACȚIEI: „TEHNIUM",
BUCUREȘTI, PIAȚA PRESEI LIBERE NR. 1,
COD 79784, OF. P.T.T.R. 33,
SECTORUL 1, TELEFON: 618 35 66—617 60 10/2059
PREȚUL 75 LEI



PROIECTARE ASISTATĂ DE CALCULATOR

Dr.ing. RADU IONESCU ȘERBAN

(URMARE DIN NR. TRECUT)

Apoi, menținînd lungimea l_3 la valoarea inițiala, se reia analiza de cîte ori se dovedește necesar pentru o lungime l_1 modificată de fiecare dată cu o mică cantitate, urmărind ca valoarea conductanței G să se apropie cît mai mult de 3,3333 mS (1/300 Ω). La atingerea valorii necesare pentru conductanță, susceptanța de intrare B va fi negativă, marcînd o componentă reactivă inductivă. Aceasta va fi compensată prin creșterea repetată a lungimii l_3 (în această fază l_1 nu se mai modifică!), care atrage după sine creșterea capacității echivalente tronsonului de linie în gol V_3. Prin fiecare modificare a lui l_3 se urmărește ca modulul coeficientului de reflexie la intrare să devină cît mai mic (valoarea lui B să tindă către anulare).

Revenind acum la schema inițială completă din figura 5.30, pe care sînt marcate și cele nouă noduri ale sale, trebuie semnalată prezența absolut necesară a rezistențelor R_1, R_2 și R_3 desenate cu linie întreruptă. În lipsa acestor rezistențe care de fapt nu apar în circuitul fizic, potențialele nodurilor (perechilor de noduri) 1—2, 3—4 și 5—6 ar fi imposibil de precizat (nodurile ar fi flotante), iar calculatorul ne-ar sancționa prompt prin tipărirea mesajului „6 Number too big, 145:5". De fapt în spatele acestui mesaj (care este urmat de abandonarea execuției programului) se ascunde o tentativă de împărțire prin zero, datorită faptului că prin modelul adoptat pentru liniile de transmisiune (bifilare în acest caz) am admis numai prezența curenților de linie. Valoarea în sine a rezistențelor R1, R2 și R3 nu are importanță, neinfluențînd rezultatele analizei efectuate de program asupra circuitului.

Din examinarea listei exemplu 5.9 se constată că ansamblul de linii de transmisiune își îndeplinește rolul în gama de frecvență 90 MHz-110 MHz. La frecvența de 100 MHz adaptările sînt foarte bune, în special la capătul de la receptor, iar atenuarea este minimă deși de valoare cam ridicată, conducînd la pierderea a jumătate din puterea semnalului recepționat, furnizat de antenă.

5.8.1 Parametrii de repartiție (S)

Cu ocazia subcapitolului 5.4.1 am introdus în biblioteca de modele a programului, posibilitatea caracterizării unei componente de circuit sau chiar a unui întreg subcircuit diport prin parametrii admitanță de scurtcircuit. Pentru frecvențe depășind 100 MHz, acești parametri devin tot mai dificil de măsurat din cauza elementelor parazite greu de controlat, introduse de instalația de măsură, iar unele dispozitive active intră chiar în oscilație în prezența unui scurtcircuit la terminale (este vorba evident de un scurtcircuit numai în curent alternativ!). Din aceste motive, și în mod special la frecvențe mai mari de 1 000 MHz, se apelează la un alt grup de parametri și anume la așa numiții **parametri de repartiție.**

În relațiile (5.22) de definiție pentru parametrii de repartiție s_{ij} (i,j=1,2) intră tensiunile incidente și reflectate la porturi, în condițiile unei impedanțe interne a sursei de semnal și a celei de sarcină, ambele rezistive și de valori egale, R. Relațiile sînt în legătură cu notațiile din figura 5.32, și sînt corelate cu explicațiile date în subcapitolul 3.2 referitor la ce se înțelege prin tensiune incidentă și reflectată.

s_{11} este de fapt coeficientul de reflexie la portul 1 atunci cînd portul 2 este adaptat, iar prin simetrie s_{22} este coeficientul de reflexie la portul 2 cînd portul 1 este adaptat. s_{21} și s_{12} sînt parametri de transmisie, reprezentînd amplificări sau atenuări în condiții de adaptare. Toți parametrii de repartiție sînt mărimi adimensionale complexe, reprezentați fiind cel mai des prin modul și fază.

Nefiind decît alt mod de a exprima cantitativ o aceeași comportare a unui diport (în cazul nostru, pentru că noțiunea de „parametri de repartiție" se extinde și la multiporți), este normal să existe relații de legătură între parametrii de repar-

Lista 5.16

```
8255 DIM V(Z(6),10)
8260 PRINT "NR";TAB 4;"Z(Ohm)";T
AB 13;"L(m)";TAB 19;"K";TAB 24;"
A(dB/m)": PRINT TAB 15;"A1,A2";T
AB 21;"E1,E2": RETURN
8270 PRINT "V";K;TAB 4;: INPUT V
(K,1): PRINT V(K,1);: INPUT V(K,
2): PRINT TAB 13;V(K,2);: INPUT
V(K,3): PRINT TAB 19;V(K,3);: IN
PUT V(K,4): PRINT TAB 24;V(K,4)
8275 INPUT V(K,5): PRINT TAB 15;
V(K,5);TAB 17;",";: INPUT V(K,6)
: PRINT V(K,6);: INPUT V(K,7): P
RINT TAB 21;V(K,7);TAB 23;",";:
INPUT V(K,8): PRINT V(K,8)
8280 LET V(K,10)=EXP (.115*V(K,4
)*V(K,2)): LET V(K,9)=V(K,10)+1/
V(K,10): LET V(K,10)=V(K,10)-1/V
(K,10): RETURN
8380 PRINT "V";I;TAB 4;V(I,1);TA
B 13;V(I,2);TAB 19;V(I,3);TAB 24
;V(I,4): PRINT TAB 15;V(I,5);TAB
 17;",";V(I,6);TAB 21;V(I,7);TAB
 23;",";V(I,8): RETURN
```

Lista 5.17

```
2805 FOR I=1 TO Z(6): LET B1=2*P
I*F2*V(I,2)/300/V(I,3)
2810 LET RA=COS (B1)*V(I,9): LET
 IB=SIN (B1)*V(I,10): LET RC=COS
 (B1)*V(I,10): LET ID=SIN (B1)*V
(I,9): GO SUB 8210
2815 LET G=1E3*RR/V(I,1): LET B=
1E3*II/V(I,1): LET L=V(I,5): LET
 M=V(I,6): LET J=L: LET K=M: GO
SUB 485: LET L=V(I,7): LET M=V(I
,8): LET J=L: LET K=M: GO SUB 48
5
2820 LET RA=-2: LET IB=0: GO SUB
 8210
2825 LET G=1E3*RR/V(I,1): LET B=
1E3*II/V(I,1): LET L=V(I,5): LET
 M=V(I,6): LET J=V(I,7): LET K=V
(I,8): GO SUB 485: LET L=V(I,7):
 LET M=V(I,8): LET J=V(I,5): LET
 K=V(I,6): GO SUB 485: NEXT I
```

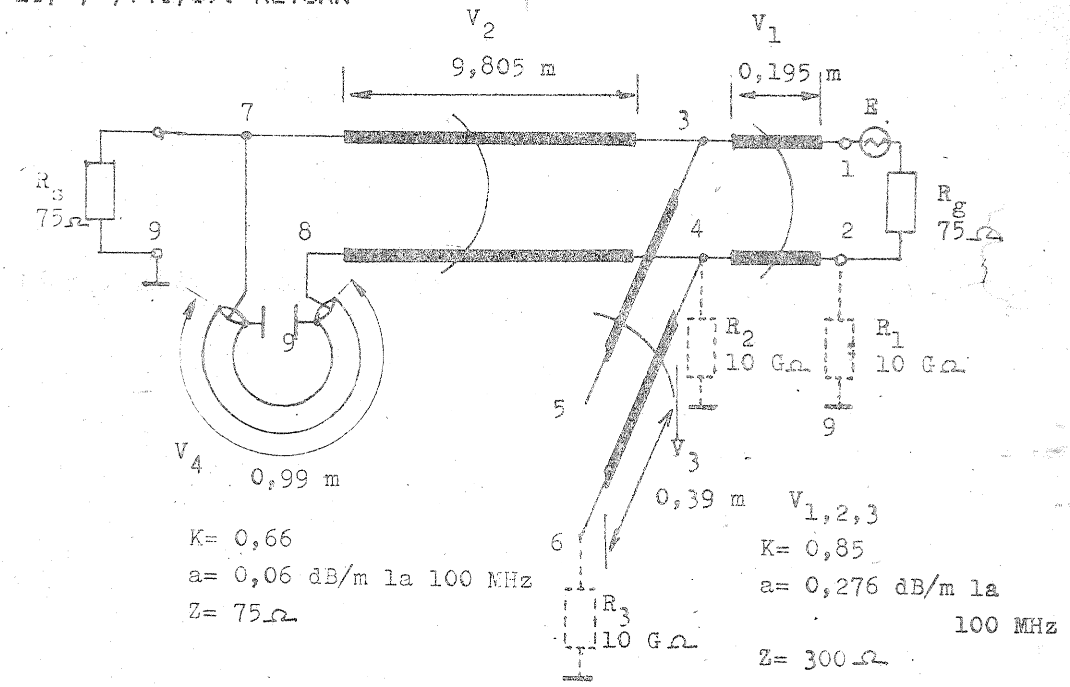


Fig. 5.30

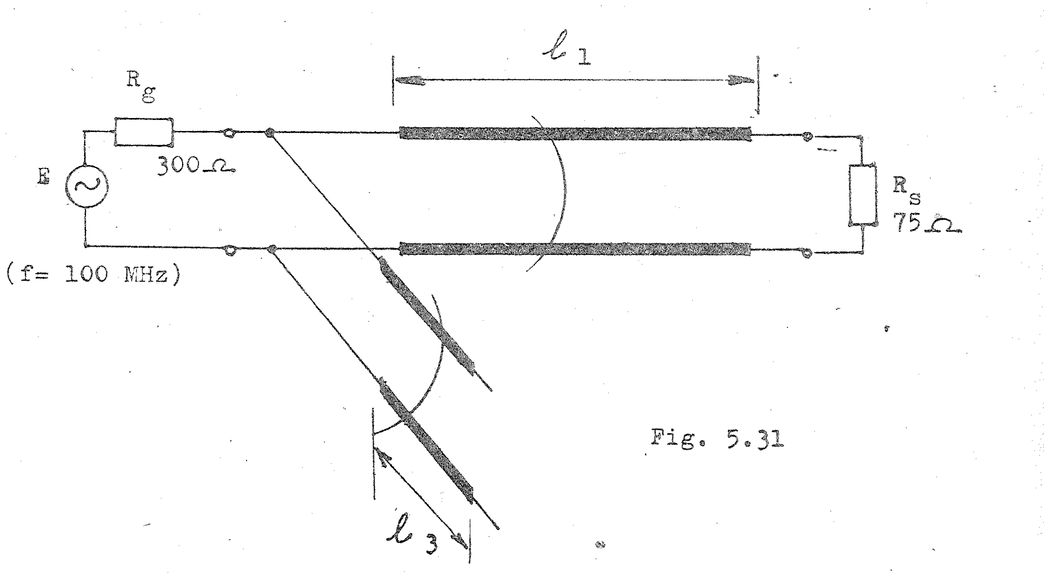


Fig. 5.31

Lista exemplu 5.9 (figura 5.30)

```
ANALIZA CIRCUITELOR LINIARE
   IN REGIM SINUSOIDAL

* MODELE: RLCUVDIETFOYS

* NUMARUL DE NODURI: 9

* ELEMENTE: VR

* ELEMENTE V: 4

NR  Z(Ohm)    L(m)   K     A(dB/m)
              A1,A2 E1,E2
V1  300      0.195 0.85 0.276
               1 ,2  3 ,4
V2  300      9.805 0.85 0.276
               7 ,8  3 ,4
V3  300      0.39  0.85 0.276
               5 ,6  3 ,4
V4  75       0.99  0.66 .06
               7 ,9  8 ,9

* ELEMENTE R: 3

NR     VAL.(kOhm)          K  K
R1     10000000            2 ,9
R2     10000000            4 ,9
R3     10000000            6 ,9

* CONTINUARE (C/P/A/R/S): A

* NODURI INTRARE: 1, 2

* NODURI IESIRE: 7, 9

* Rg (kOhm): .075

* Rs (kOhm): .075

* BALEIERE (D/N): D

* Fmin (MHz): 92

* Fmax (MHz): 108

* Fpas (MHz): 4

* PARAMETRU (YUPIET): PIE

          F= 92 MHz
Ap=-3.19 dB       S= 1.2415E+00
Gi= 9.1218E+00    Bi= 2.0789E+00
Ri= 1.0421E-01    Xi=-2.3751E-02
RF=2.0827E-01     (-13.63 dB)
PH= -31.56 grd
Ge= 1.3945E+01    Be=-4.7954E+00
Re= 6.4127E-02    Xe= 2.2052E-02
RF=1.7454E-01     (-15.16 dB)
PH= 107.24 grd
```

ţie şi cei admitanţă de scurtcircuit. Mai mult decît atît, deseori se dovedeşte cît se poate de utila trecerea de la un grup de parametri la celălalt în vederea uşurării calculului unor formule şi a interpretării rezultatelor lor. În ceea ce ne priveşte, un prim pas în această direcţie îl facem prin adăugarea la program a instrucţiunilor conţinute în lista 5.18, care nu fac altceva decît să evalueze parametrii de repartiţie ai circuitului întreg (figura 3.1) în raport cu o rezistenţă R = 50 Ω, pe baza relaţiilor de legătură (5.23), şi să îi afişeze odată cu parametrii admitanţă de scurtcircuit (y_{ij}; i, j = 1,2 din sistemul 2.1).

Afişarea rezultatelor se face sub formă de modul, cu notaţiile s_{11}, s_{12}, s_{21}, s_{22} şi respectiv fază exprimată în grade, cu notaţiile PHS_{11}, PHS_{12}, PHS_{21}, PHS_{22}. Urmăriţi aceşti parametri în prima parte a analizei descrise de lista exemplu 5.10.

Revenind acum la scopul principal al acestui subcapitol şi anume acela de a oferi posibilitatea introducerii ca date iniţiale ale analizei răspunsului circuitului, parametrii de repartiţie ai unei (unor) componente ale sale, este nevoie să completăm programul cu instrucţiunile din lista 5.19. Atrag atenţia asupra faptului că lista 5.19 este cea mai lungă dintre toate, şi în acelaşi timp conţine cîteva linii deosebit de lungi, care necesită concentrare mărită în momentul introducerii în calculator. Corectitudinea acestei operaţii va putea fi verificată prin rularea exemplului din subcapitolul următor şi compararea rezultatelor.

Cînd se lucrează cu parametri de repartiţie (s),

```
          F= 96 MHz
Ap=-3.03 dB       S= 1.2450E+00
Gi= 1.1514E+01    Bi= 1.0170E+00
Ri= 8.6181E-02    Xi=-7.6121E-03
RF=8.3825E-02     (-21.53 dB)
PH= -31.54 grd
Ge= 1.2394E+01    Be=-8.4198E-01
Re= 8.0315E-02    Xe= 5.4563E-03
RF=4.9014E-02     (-26.19 dB)
PH=  43.74 grd

          F= 100 MHz
Ap=-3.02 dB       S= 1.2489E+00
Gi= 1.2088E+01    Bi=-5.8802E-01
Ri= 8.2528E-02    Xi= 4.0144E-03
RF=5.4143E-02     (-25.33 dB)
PH=  26.61 grd
Ge= 1.3490E+01    Be= 5.6379E-02
Re= 7.4130E-02    Xe=-3.0982E-04
RF=6.1947E-03     (-44.16 dB)
PH=-160.29 grd

          F= 104 MHz
Ap=-3.11 dB       S= 1.2531E+00
Gi= 1.2989E+01    Bi=-3.0742E+00
Ri= 7.2907E-02    Xi= 1.7256E-02
RF=1.1673E-01     (-18.66 dB)
PH=  90.26 grd
Ge= 1.3268E+01    Be= 2.3688E+00
Re= 7.3040E-02    Xe=-1.3040E-02
RF=8.8730E-02     (-21.04 dB)
PH= -93.51 grd

          F= 108 MHz
Ap=-3.24 dB       S= 1.2593E+00
Gi= 1.1570E+01    Bi=-4.5529E+00
Ri= 7.4839E-02    Xi= 2.9449E-02
RF=1.9285E-01     (-14.3 dB)
PH=  79.19 grd
Ge= 1.6346E+01    Be= 1.3300E+00
Re= 6.0773E-02    Xe=-4.9448E-03
RF=1.1086E-01     (-19.1 dB)
PH=-158.75 grd

* CONTINUARE (C/P/A/R/S): S
```

f(Hz)	ΔA_u(dB)	$\Delta \angle A_u$(grd)
200	0,18	83,39
400	0,52	89,54
600	0,55	89,33
800	0,48	90,12
1000	0,40	91,57
1200	0,30	93,05
1400	0,22	94,23
1600	0,16	94,99
1800	0,10	95,32
2000	0,06	95,26
2200	0,02	94,86
2400	-0,01	94,17
2600	-0,04	93,27
2800	-0,06	92,17
3000	-0,07	90,93

Tabel 5.3 (exemplul 5.8)

$$A_u = |A_u| \cdot \exp(j \angle A_u) \qquad (5.19)$$

$$\Delta A_u = 20 \cdot \lg |A_u| \Big|_{D_A} - 20 \cdot \lg |A_u| \Big|_{D_B}$$

$$\Delta \angle A_u = \angle A_u \Big|_{D_A} - \angle A_u \Big|_{D_B}$$

$$I_m = -I_i \qquad I_p = -I_j \qquad (5.20)$$

$$V_m = -V_i \qquad V_p = -V_j$$

Lista 5.18

```
6116 LET G11=G1/20: LET G12=G2/2
0: LET G21=G3/20: LET G22=G4/20:
 LET B11=B1/20: LET B12=B2/20: L
ET B21=B3/20: LET B22=B4/20: LET
 RC=(1+G11)*(1+G22)-G12*G21-B11*
B22+B12*B21: LET ID=B11*(1+G22)+
B22*(1+G11)-G12*B21-G21*B12
6117 LET RA=(1-G11)*(1+G22)+G12*
G21+B11*B22-B12*B21: LET IB=B22*
(1-G11)-B11*(1+G22)+G12*B21+G21*
B12: GO SUB 8210: LET X=RR: LET
Y=II: GO SUB 6185: GO SUB 6800:
PRINT "S11=";Z$;TAB 15;"PHS11=";
: GO SUB 6600
6118 LET RA=-2*G12: LET IB=-2*B1
2: GO SUB 8210: LET X=RR: LET Y=
II: GO SUB 6185: GO SUB 6800: PR
INT "S12=";Z$;TAB 15;"PHS12=";:
GO SUB 6600
6119 LET RA=-2*G21: LET IB=-2*B2
1: GO SUB 8210: LET X=RR: LET Y=
II: GO SUB 6185: GO SUB 6800: PR
INT "S21=";Z$;TAB 15;"PHS21=";:
GO SUB 6600
6120 LET RA=(1+G11)*(1-G22)+G12*
G21+B11*B22-B12*B21: LET IB=B11*
(1-G22)-B22*(1+G11)+G12*B21+G21*
B12: GO SUB 8210: LET X=RR: LET
Y=II: GO SUB 6185: GO SUB 6800:
PRINT "S22=";Z$;TAB 15;"PHS22=";
: GO SUB 6600
```

prima dată numerică cerută de program va fi valoarea impedanţei Z în ohmi, impedanţa sistemului de măsură în care au fost determinate valorile parametrilor, şi care în cazul nostru este rezistivă şi anume R (din figura 5.32). De obicei R = 50 Ω. Urmează apoi în ordine, nodurile circuitului între care este conectată componenta în cauză, noduri care apar pe ecran cu indicativele A_1, E_1 şi A_2, E_2 conform convenţiei ilustrate în figura 5.32. Dacă componenta este de tip tripol (de exemplu un tranzistor) atunci E_1 şi E_2 vor avea o valoare comună. Revăzînd figurile 5.17 şi 5.18 se constată o similitudine între această numerotare a nodurilor şi cea utilizată în cazul tripolului sau cvadripolului caracterizat prin parametrii admitanţă de scurtcircuit. Acest lucru nu este întîmplător, întrucît de îndată ce sînt introduşi în calculator, parametrii de repartiţie sînt convertiţi pe baza relaţiilor (5.24) în admitanţe de scurtcircuit, pe care programul „ştie" deja să le prelucreze.

Introducerea valorilor parametrilor de repartiţie se face sub formă de modul (notaţiile fiind cunoscute s_{11}, s_{12}, s_{21}, s_{22}) şi fază (în grade cu notaţiile corespunzătoare PHS_{11}, PHS_{12}, PHS_{21}, PHS_{22}).

Făcînd o paralelă cu cele expuse în subcapitolul 5.4.1, şi acum, în situaţia cînd circuitul din care face parte tripolul sau cvadripolul modelat prin parametrii de repartiţie este analizat într-o gamă largă de frecvenţe, ar trebui în principiu ca pentru fiecare nouă frecvenţă să se reintroducă valorile actualizate ale acestor parametri. Pentru a nu se îngreuna astfel utilizarea programului şi ţinînd în plus seama de faptul că pentru componentele active sau subcircuitele care nu conţin grupuri rezonante cu factor de calitate ridicat, variaţia valorilor parametrilor de repartiţie este relativ lentă în benzi de frecvenţă moderate (de pînă la o octavă), s-a preferat şi în acest caz alegerea a trei frecvenţe, de dorit repartizate cît mai uniform în gama de interes, la care parametrii de repartiţie se introduc în calculator în mod explicit, după precizarea valorii frecvenţei respective. Cele trei grupe de valori sînt utilizate de program într-o procedură de interpolare, pentru aproximarea automată a valorilor parametrilor de repartiţie la alte frecvenţe care rezultă prin utilizarea opţiunii „BALEIERE".

Dacă domeniul de frecvenţa în care se efectuează analiza circuitului este restrîns în jurul unei frecvenţe, este suficientă de cele mai multe ori introducerea valorilor parametrilor de repartiţie numai la acea frecvenţă. În acest caz, la cererea programului de precizare a valorii frecvenţei pentru cel de al doilea grup de valori ale parametrilor de repartiţie, trebuie introdusă valoarea zero.

(CONTINUARE ÎN NR. VIITOR)

CIRCUITE DE ADAPTARE

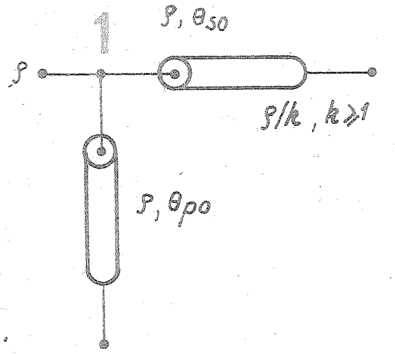
LIVIU ANDRON

1. **Introducere**

În domeniile FIF și UIF apare frecvent necesitatea adaptării de impedanțe, în special la alimentarea antenelor. Pentru asigurarea unui randament înalt al transmisiei de putere pe linia de alimentare, se impune realizarea adaptării între impedanța antenei (pur activă la rezonanță) și impedanța caracteristică a liniei de transmisie. O tehnică de adaptare este aceea cu segmente de linie, în gol sau scurtcircuit, în derivație cu linia principală de transmisie.

2. **Circuit de adaptare cu segment de linie de transmisie în gol**

Circuitul în figura 1 realizează trecerea adaptată de la o sarcină cu impedanță ρ/k, unde $k \in [1, \infty)$, la linia de transmisie cu impedanța caracteristică ρ. Cu θ_{so} și θ_{po} au fost notate lungimile electrice ale segmentelor de linie în serie, respectiv



Circuit de adaptare cu segment de linie în gol

în paralel cu linia principală de transmisie, considerate la frecvența f_0, pentru care este impusă adaptarea. Pentru o valoare k dată, mărimile θ_{so} și θ_{po} au expresiile:

$$\theta_{so} = \mathrm{arctg}\,(1/\sqrt{k}),\qquad \theta_{po} = \mathrm{arctg}\left(\frac{k-1}{\sqrt{k}}\right). \tag{1}$$

Relația între lungimea l a unui segment de linie coaxială și lungimea sa electrică θ_0, la frecvența f_0, este:

$$l = \frac{1}{\sqrt{\epsilon r}} \cdot \frac{c}{2\pi f_0} \cdot \theta_0, \tag{2}$$

unde

ϵr — permitivitatea relativă a dielectricului cablului coaxial,

$c = 3 \times 10^8$ m/s.

De remarcat că pentru tot domeniul de valori ale lui k considerat ($k \geq 1$), lungimile segmentelor de linie serie și paralel sînt relativ mici, nedepășind $\lambda_1/8$ și respectiv, $\lambda_1/4$. Cu λ_1 s-a notat lungimea de undă în linie, $\lambda_1 = k \cdot c/f_0$, unde k este factorul de scurtare, $k = 1/\sqrt{\epsilon r}$.

Pentru k număr natural, circuitul realizează adaptarea între k linii de transmisie conectate în paralel (cu impedanța ρ/k) și linia de transmisie de impedanță caracteristică ρ. Un caz particular interesant se obține pentru k = 2 (fig. 2), cînd lungimile celor două segmente de linie de transmisie, serie și paralel, egale între ele, sînt:

$$l = \frac{1}{\sqrt{\epsilon r}} \cdot \frac{c}{2\pi f_0} \cdot \mathrm{arctg}\,(1/\sqrt{2}), \tag{3}$$

sau

$$l[\mathrm{mm}] = \frac{19\,591{,}3}{f_0[\mathrm{MHz}]} \tag{4}$$

pentru cablul coaxial cu dielectric polietilenă compactă ($\epsilon r = 2{,}25$).

Circuitul din figura 2 este util pentru trecerea adaptată de la două linii coaxiale de 75 Ω (cablurile de coborîre de la două antene TV) la cablul de coborîre de 75 Ω spre receptorul TV. Dacă cele două antene sînt construite pentru canale diferite, adaptarea va corespunde unei singure frecvențe. Dezavantajul poate fi compensat atunci cînd de la una dintre antene se recepționează un semnal mai puternic. În acest caz, lungimile liniilor se vor calcula pentru frecvența semnalului de putere mai mică. Comportarea cu frecvența a unui astfel de circuit, construit pentru canalele 5 (92....100 MHz) și 6 (174...182 MHz), cu semnalul mai slab pe canalul 5 (l = 204 mm), este prezentată în figura 3.

Deși o mare parte din puterea semnalului recepționat pe canalul 6 este reflectată, calitatea imaginii este bună, deoarece în zona recepției semnalul este puternic. Semnalul de putere mai mică, corespunzător canalului 6, este însă transmis în condiții foarte bune.

În figura 4 sînt date detalii de execuție pentru circuitul de adaptare construit (canalul 5).

Un circuit cu constante concentrate echivalent circuitului de adaptare cu segment de linie de transmisie în gol, este prezentat în figura 5. Inductanțele L_S și L_P și capacitățile C_S și C_P se calculează cu relațiile:

$$L_S = \frac{\rho}{2\pi f_0} \cdot \frac{1}{\sqrt{k+1}} \tag{5}$$

$$L_P = \frac{\rho}{2\pi f_0} \cdot \frac{k-1}{\sqrt{k^2-k+1}}$$

$$C_S = \frac{1}{\rho} \cdot \frac{1}{2\pi f_0} \cdot (\sqrt{k+1} - \sqrt{k}),$$

$$C_P = \frac{1}{\rho} \cdot \frac{1}{2\pi f_0} \cdot \frac{\sqrt{k^2-k+1} - \sqrt{k}}{k-1}$$

3. **Circuit de adaptare cu segment de linie de transmisie în scurtcircuit**

Pentru $k \in (0, 1)$, circuitul de adaptare cu segment de linie de transmisie în gol nu mai corespunde, deoarece lungimea segmentului de linie în gol devine prea mare ($\lambda_1/4...\lambda_1/2$). În acest caz este util circuitul din figura 6. Lungimile electrice θ_{so} și θ_{po} se determină cu relațiile:

$$\theta_{so} = \mathrm{arctg}\,(\sqrt{k}),\qquad \theta_{po} = \mathrm{arctg}\,[\sqrt{k/(k-1)}]. \tag{6}$$

Lungimile segmentelor serie și paralel sînt convenabile (cel mult $\lambda_1/4$ și, respectiv, $\lambda_1/8$). Pentru k = 4 se obține un caz particular util în practică: circuit de adaptare între dipolul îndoit, cu impedanța de 300 Ω, utilizat ca element activ al antenei Yagi, și cablul coaxial de coborîre cu impedanța caracteristică de 75 Ω (fig. 7). Spre deosebire de bucla în $\lambda_1/2$, circuitul din figura 7 realizează numai adaptarea, nu și simetrizarea. Comportarea cu frecvența a acestui tip de circuit este prezentată în tabelul 1. Se constată o comportare bună pentru canalele superioare, explicabilă prin scăderea raportului $\Delta f/f_0$. Lungimile segmentelor l_S și l_P care asigură adaptarea sînt date în tabelul 2.

Un circuit cu constante concentrate echivalent circuitului de adaptare cu segment de linie de transmisie în scurtcircuit este prezentat în figura 8. Inductanțele L_S și L_P și capacitățile C_S și C_P se calculează cu relațiile:

$$L_S = \frac{\rho}{2\pi f_0} \cdot \sqrt{\frac{k}{k+1}}, \tag{7}$$

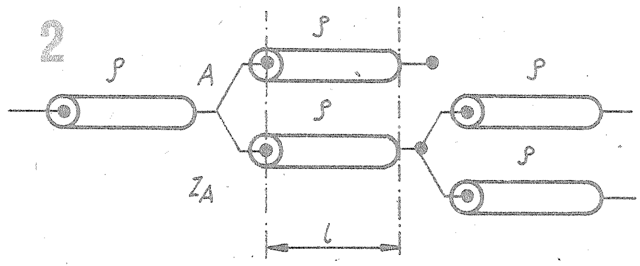
$$L_P = \frac{\rho}{2\pi f_0} \cdot \sqrt{\frac{k}{k^2-k+1}}$$

$$C_S = \frac{1}{\rho} \cdot \frac{1}{2\pi f_0} \cdot \frac{\sqrt{k+1}-1}{k}$$

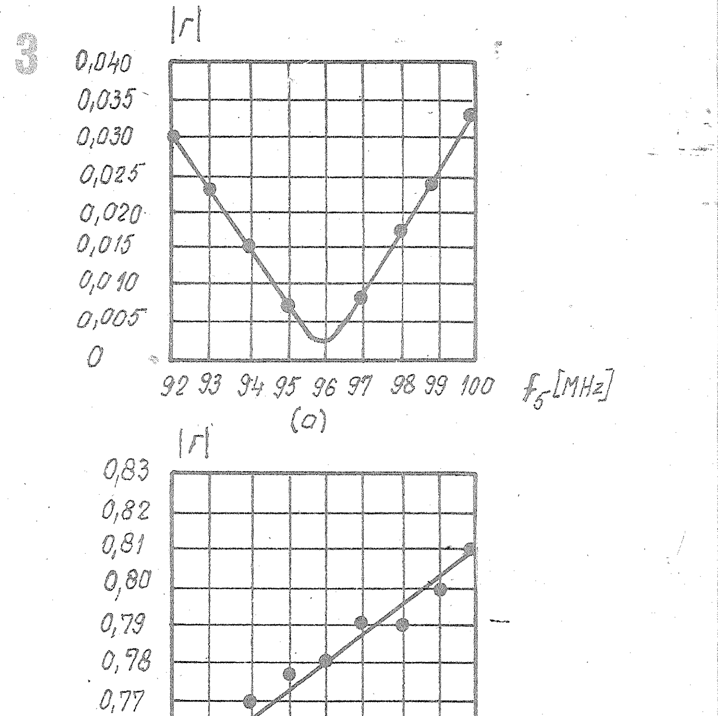
$$C_P = \frac{1}{\rho} \cdot \frac{1}{2\pi f_0} \cdot \frac{\sqrt{k^2-k+1} - k + 1}{\sqrt{k}}$$

4. **Concluzii**

Circuitele prezentate asigură adaptarea între linia de transmisie cu impedanța caracteristică ρ și o sarcină pur activă avînd orice valoare a impedanței $\left(\frac{\rho}{k}\right.$ sau $k \cdot \rho$, $k \geq 1$). Relațiile determinate permit calculul lungimilor l_S și l_P ale segmentelor de linie în serie și, respectiv, în paralel cu linia principală de transmisie. Sînt prezentate, de asemenea, relații pentru calculul capacităților și inductanțelor unor circuite cu constante concentrate echivalente. Două cazuri particulare exemplifică utilitatea practică a acestei tehnici de adaptare.



Circuit de adaptare cu segment de linie în gol, pentru k = 2



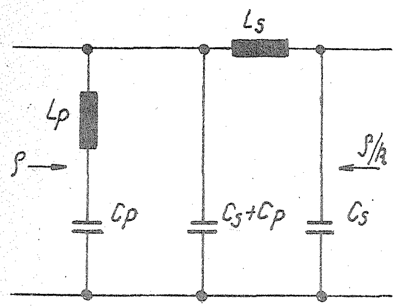
Variatia modulului coeficentului de reflexie în punctul A (fig. 2) cu frecvența pentru canalul 5 (a) și pentru canalul 6 (b)

BIBLIOGRAFIE

1. Tehnium nr. 3/1986
2. Edmond Nicolau, Antene și programe — Editura Didactică și Pedagogică, București 1982.

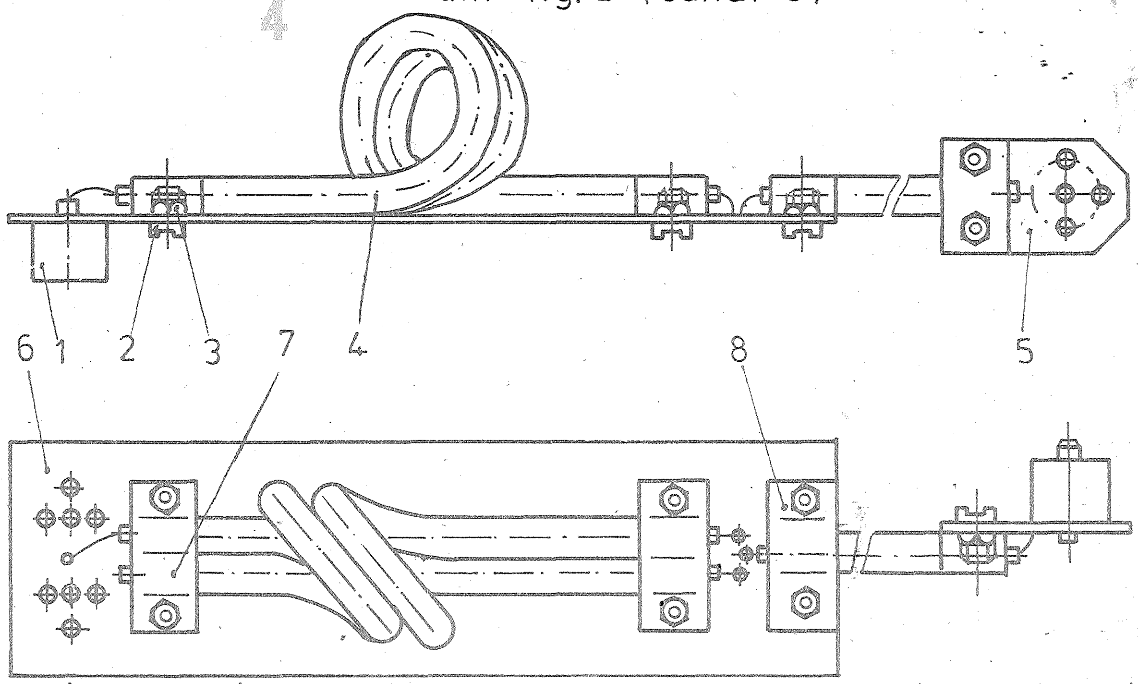
Detalii constructive pentru circuitul de adaptare din fig. 2 (canal 5)

5



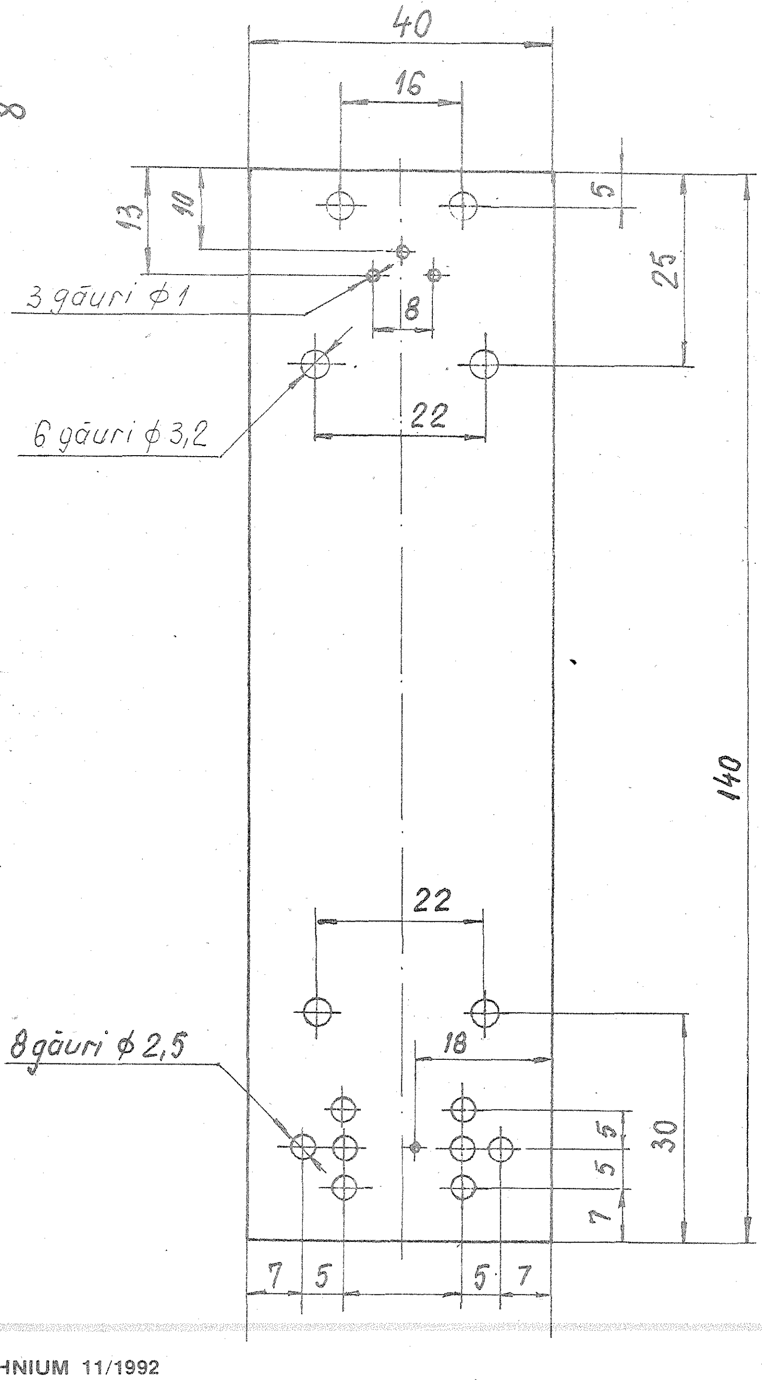
Circuit cu constante concentrate echivalent circuitului de adaptare cu segment de linie în gol

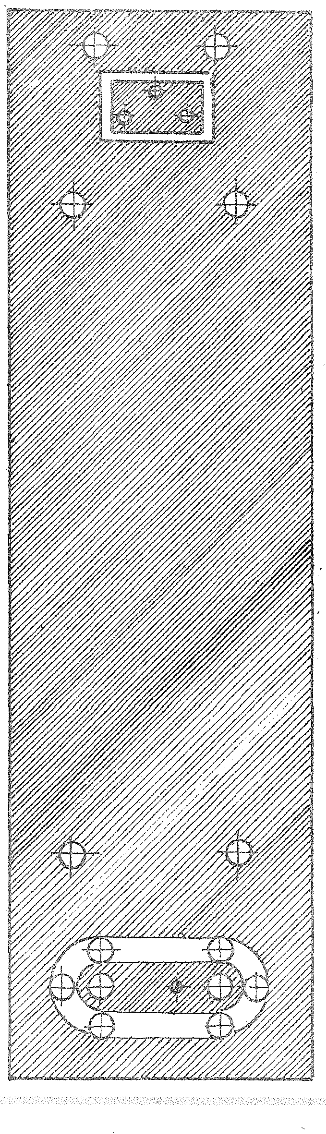
4

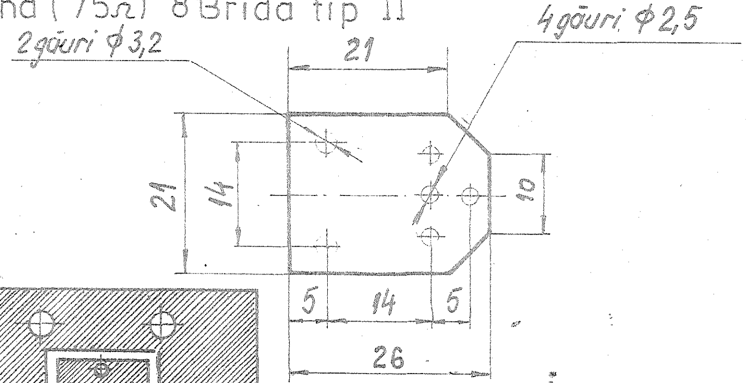


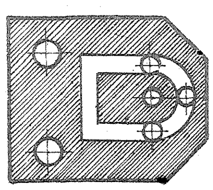
1 Conector coaxial tip priză (75Ω)
2 Şurub M3×5
3 Piuliţa M3
4 Cablu coaxial izolat în polietilenă (75Ω)
5 Conector coaxial tip fişă (75Ω)
6 Placă cablaj imprimat
7 Bridă tip I
8 Bridă tip II

8



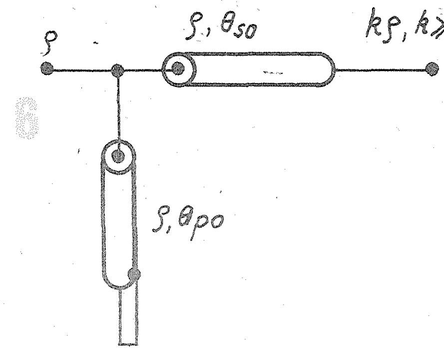






Mat: Sticlotextolit simplu placat

6



Circuit de adaptare cu segment de linie în scurtcircuit

(CONTINUARE ÎN PAG. 21)

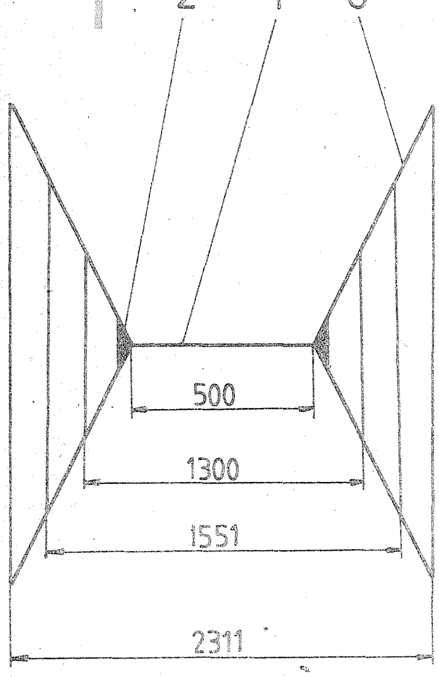
Pagini realizate în colaborare
cu MINISTERUL TINERETULUI și SPORTULUI

ANTENĂ PENTRU BENZILE DE 14-21-28 MHz

Ing. SERGIU FLORICĂ — YO3SF

O antenă de dimensiuni reduse, cu un randament bun a fost un deziderat al radioamatorilor emițători. Unele publicații de specialitate au prezentat cîteva tipuri de astfel de antene, dar marea lor majoritate au o bandă îngustă de frecvență în care se obține un randament maxim.

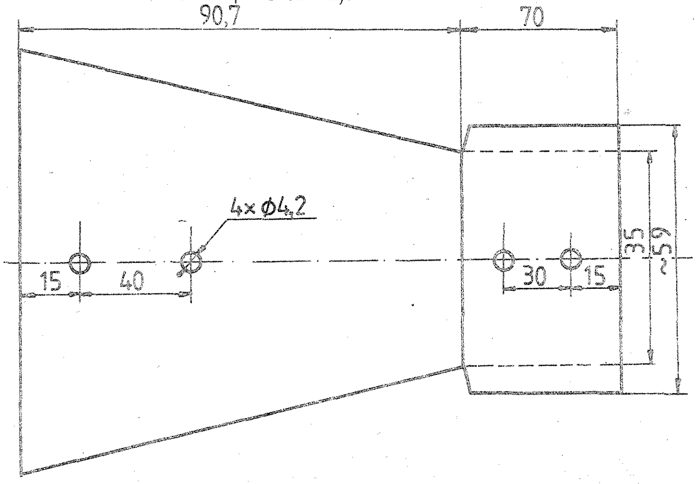
1



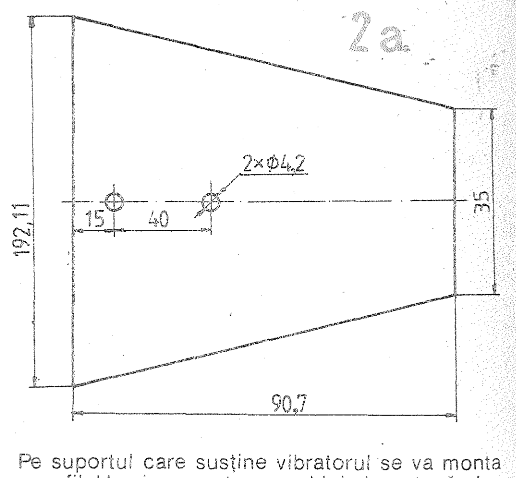
Ideea construcției antenei prezentate în continuare a apărut din modificarea radiatoarelor dipol cu două elemente (un reflector și director) în sensul replierii lor într-un plan vertical sub forma de pătrat cu una din laturi deschisă. Cu acest tip de antenă se poate lucra în trei benzi 14, 21 și 28 MHz. Ea are un cîștig de cca 3 dB și necesită un spațiu de amplasare ce reprezintă un cerc cu raza de 1,7 m și se montează la 5 m de la „sol".

Antena este confecționată (figura 1) dintr-un boom 1 lung de 500 mm, la capetele căruia sînt fixați doi suporți 2. Aceștia sînt confecționați din tablă TDA ≠ 1,5 mm (figura 2 a,b,c). Reperele 3 și 4 sînt sudate între ele cu niște țevi 5 de fier, (figura 3), țevi care susțin patru tije 6 cu diametrul exterior de ∅ 12 mm confecționate din material izolator sau țeavă de aluminiu. Pe aceste tije se vor fixa conductoarele din sîrmă pentru antenă cu dimensiunile din tabel. Pentru a ușura operațiunile de montare a celor trei conductoare, suporții 2 împreună cu tijele 6 se așază în poziție verticală pe „sol". După fixarea la cota indicată a conductoarelor, suporții 2 se rigidizează pe boom (1) cu șuruburi M6x50 (boom-ul se montează orizontal pe o scară).

2b



2a



Pe suportul care susține vibratorul se va monta un profil U prin care trece cablul de antenă și o carcasă în care se introduce un balun (raportul 1:1). Toată construcția antenei cîntărește 11 kg și se montează pe dispozitivul de rotire a antenei publicat în revista TEHNIUM numerele 8 și 9 din anul 1988.

Pentru a preveni eventualele deformări date de forța eoliană capetele superioare ale tijelor 6 se ancorează cu sîrmă și izolatoare între ele.

Dimensiunile firelor ce se vor monta pe tijele 6 sînt prezentate în figurile 4 și 5. Dacă tijele 6 sînt din țeavă de aluminiu, sîrma de antenă se va monta pe izolatori fixați în punctele de interferență cu tijele.

Din experiențele efectuate s-a constatat că nu sînt necesare reglaje suplimentare asupra lungimii firelor.

Tabel

F (MHz)	λ/4 (m)	Vibrator (m)	Director (m)
28,6	2,62	5,240	4,978
21,2	3,53	7,060	6,706
14,2	5,28	10,560	10,033

*) Cotele notate cu * în figura 5 nu sînt valori critice.

NOUL REGULAMENT AL RADIOAMATORILOR

Ing. VASILE CIOBĂNIȚĂ YO3APG,

Continuînd prezentarea noului Regulament de Radiocomunicații pentru serviciul de amator din România, doresc să accentuez importanța care se dă astăzi stațiilor de club. Acestea aparțin instituțiilor, întreprinderilor, organizațiilor, asociațiilor sau cluburilor și funcționează sub conducerea unui responsabil, care trebuie să fie posesor al unei autorizații individuale de cel puțin clasa a II-a.

Toate stațiile de club sînt de o singură categorie și anume, categoria I-a. Aceasta înseamnă că pot lucra în toate benzile de US (1,8; 3,5; 7; 10; 14; 18; 21; 24 și 28 MHz) cu puteri maxime de ieșire de 400 W, iar în benzile de UUS cu puteri de ieșire cuprinse între 10 W și 200 W.

Pentru aplicații deosebite, în benzile de UUS, Inspectoratul General al Radiocomunicațiilor poate aproba și lucrul cu puteri ce depășesc aceste valori.

Din punct de vedere tehnic aceste stații trebuie să îndeplinească o serie de condiții:

— în benzile de US, puterea semnalelor nedorite nu va depăși 50 mW, avînd o atenuare de cel puțin 40 dB față de puterea semnalului util;

— în banda de 144—146 MHz, atenuarea radiației nedorite va fi de cel puțin 60 dB față de puterea medie a semnalului util și nu va depăși 1 mW;

— pentru banda de 430-440 MHz și superioare, atenuarea va fi tot de 60 dB față de puterea medie a semnalului util, dar nivelul acestor radiații nedorite poate atinge 20 mW;

— lărgimea de bandă maximă admisă, nu trebuie să depășească lărgimea de bandă necesară;

— scala emițătoarelor trebuie astfel concepută și etalonată încît să permită acordul pe frecvența dorită cu o precizie de minimum 0,05%.

Stațiile de club pot fi operate de radioamatorii autorizați **de orice clasă**, dar numai în benzile de frecvență în care aceștia posedă autorizație individuală.

Este un cîștig important, care împreună cu prevederile ce mențin clasa restrîns (R) și cele care elimină vîrsta minimă pentru autorizare, vor putea conduce la reactivarea stațiilor de club din cadrul radiocluburilor județene sau ale cluburilor elevilor.

Este o realitate faptul că dotarea tehnică a radioamatorilor români este mult sub nivelul atins pe plan mondial.

Stațiile industriale realizate de firme specializate din Japonia și SUA au ajuns la performanțe și facilități de trafic care nu mai sînt accesibile constructorilor amatori.

La noi, multe stații de club sînt dotate cu aparatură industrială care deși depășită (fiind fabricată în urmă cu 10—15 ani), poate întreține activitatea și poate servi la pregătirea de noi tineri radioamatori.

De fapt, acesta este și rolul cluburilor, de a uni oamenii, de a le oferi un cadru organizat pentru instruire, schimb de idei, materiale și documentație.

O stație de club deschisă permanent, funcțională, poate constitui un bun mijloc de atragere de noi radioamatori, dar și de perfecționare a acestora.

Cînd se lucrează de la o stație de club, transmiterea indicativului propriu este opțională.

Traficul dintre stațiile de radioamator trebuie să se limiteze la mesaje de natură tehnică, care au legătură cu testele care se efectuează și cu activitatea generală de radioamatorism.

Se pot face și comentarii cu caracter pur personal, de mică importanță, pentru care nu ar fi justificată recurgerea la serviciile publice de telecomunicații.

Durata legăturilor trebuie limitată la strictul necesar și în nici un caz o perioadă de lucru continuu în emisie nu va depăși 10 minute.

Legăturile radio se fac folosind tehnici numerice, telegrafie MORSE sau semnale analogice. În ultimul caz intră și transmisiile efectuate în telefonie cînd sînt utilizate: modulația de amplitudine, de amplitudine cu o singură bandă laterală (SSB), de frecvență și de fază.

Mesajele sînt redactate în limbaj clar sau folosind coduri specifice.

Pentru înțelegerea ușoară a indicativelor, denumirilor de localități și a numelor operatorilor, se utilizează un alfabet fonetic. Acest alfabet este doar recomandat, deci s-a scăpat de obsesia sancționărilor pe care radioamatorii le primeau pînă nu demult, pentru că în loc de ALFA au spus America sau Amsterdam.

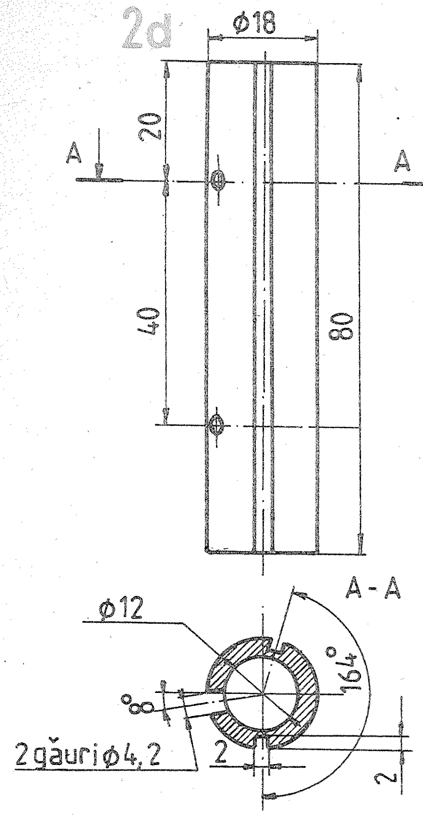
Acest alfabet fonetic, împreună cu modul de pronunțare, se prezintă în continuare.

ALFABETUL FONETIC

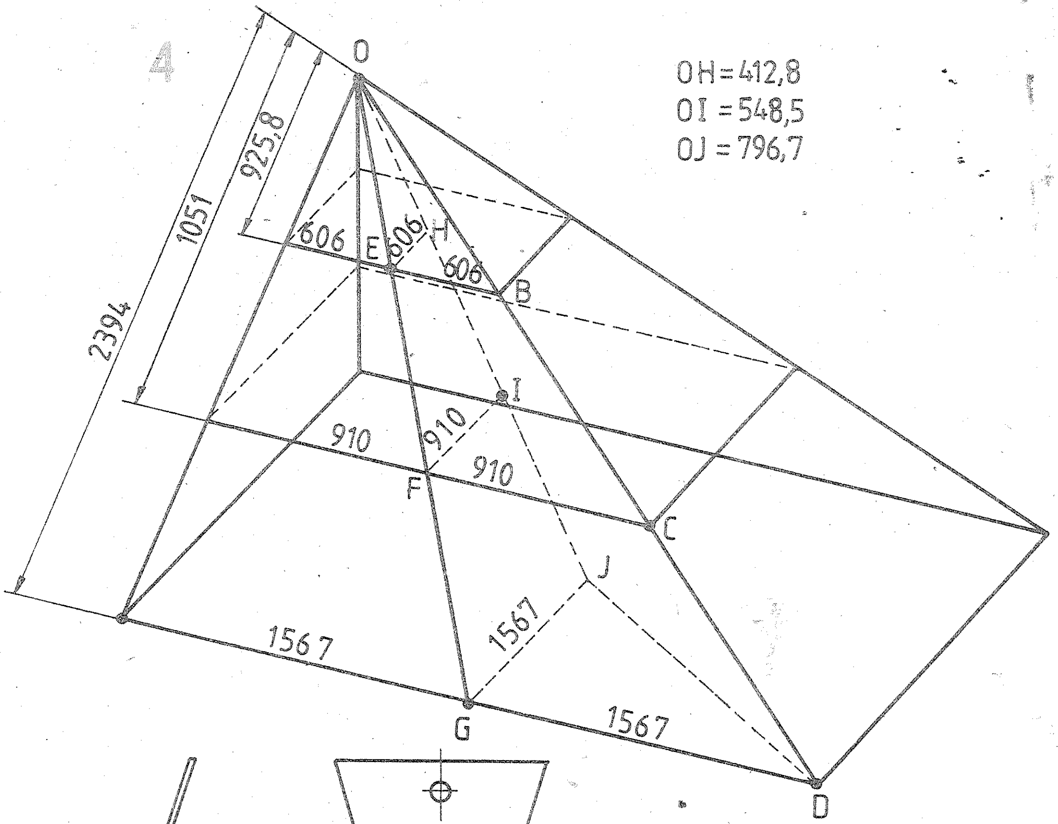
recomandat pentru traficul radiotelefonic

LITERA	CUVÎNTUL DE COD	PRONUNȚAREA	LITERA	CUVÎNTUL DE COD	PRONUNȚAREA
A	Alfa	AL-FA	O	Oscar	OS-KAR
B	Bravo	BRA-VO	P	Papa	PA-PA
C	Charlie	CIAR-LI	Q	Quebec	KHE-BEK
D	Delta	DEL-TA	R	Romeo	RO-MI-O
E	Echo	E-CO	S	Sierra	SI-ERA
F	Foxtrot	FOX-TROT	T	Tango	TAN-GO
G	Golf	GOLF	U	Uniform	IU-NI-FORM
H	Hotel	HO-TEL	V	Victor	VIK-TOR
I	India	IN-DIA	W	Whisky	UIS-KI
J	Juliett	GIU-LI-ET	X	X-ray	EX-REI
K	Kilo	KI-IO	Y	Yankee	YAN-KI
L	Lima	LI-MA	Z	Zulu	ZU-LU
M	Mike	MA-IK			
N	November	NO-VEM-BER			

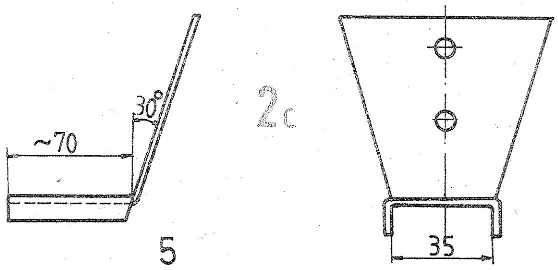
2d



4



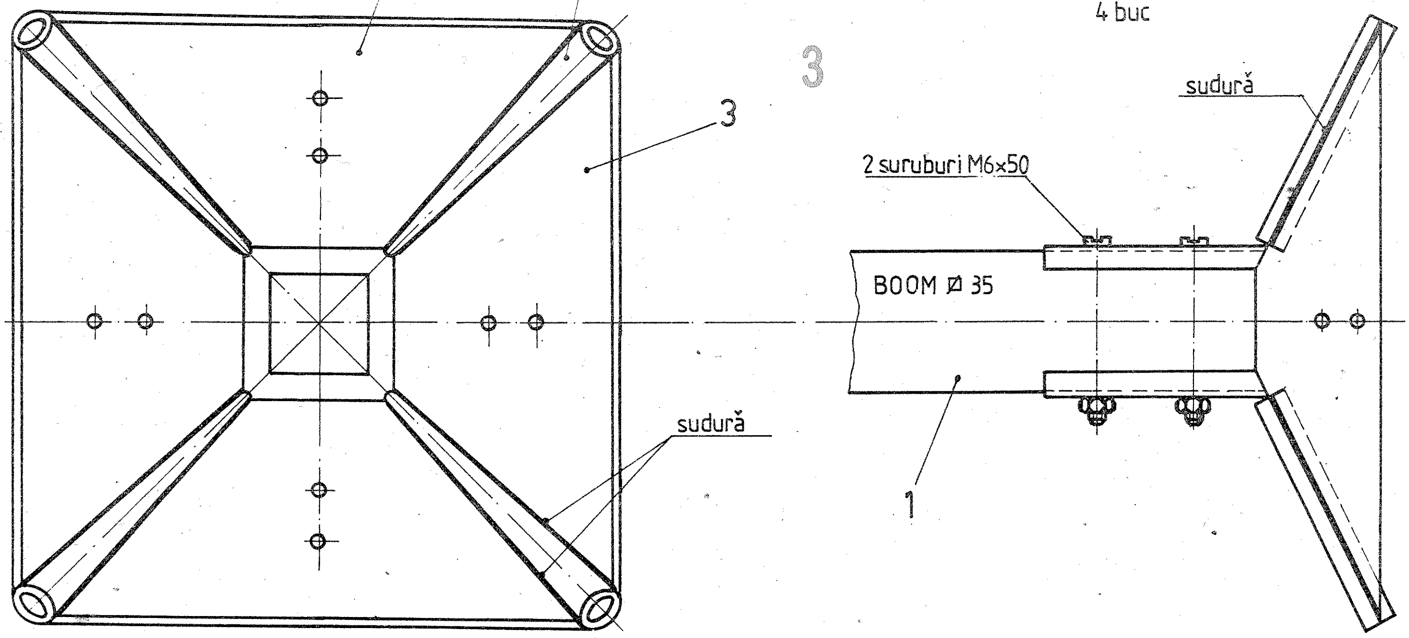
2c



Reper 4
după îndoire

TDA≠1,5
4 buc

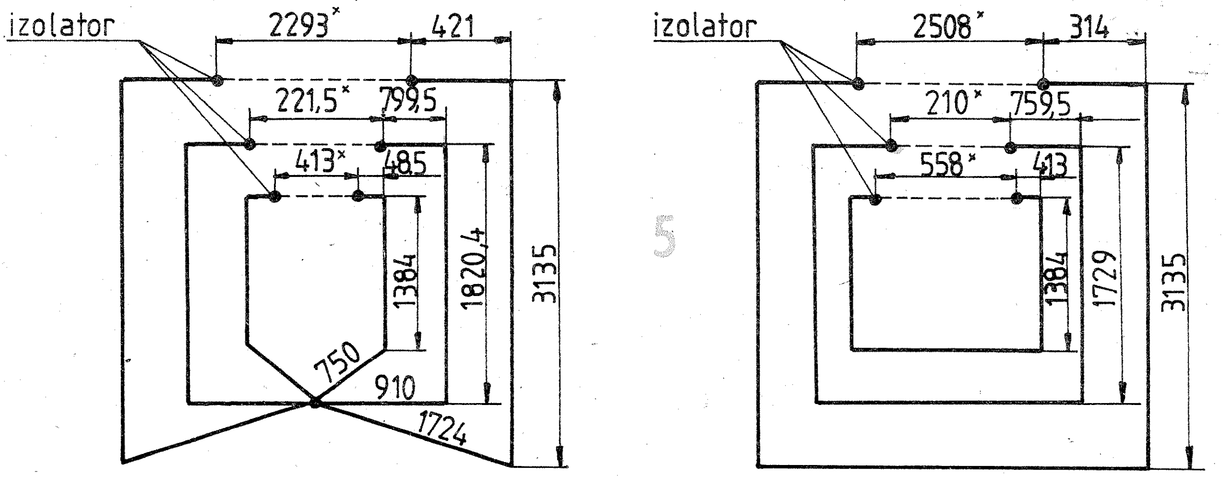
3



5

VIBRATOR

DIRECTOR



BOBINE PENTRU REȚELE DE SEPARARE

Ing. AURELIAN MATEESCU

Este cunoscut că nu se poate obține o reproducere de calitate a programelor sonore prin utilizarea unui singur difuzor. Chiar dacă fabricantul își concentrează toate eforturile pentru a lărgi banda de frecvență audio reprodusă de difuzor, acesta nu va putea satisface amatorii reproducerilor de înaltă fidelitate a sunetului.

Un sunet cu frecvența de 20 Hz are lungimea de undă de 17 m, iar la frecvența de 20 000 Hz, lungimea de undă este de 1,7 cm. Aceasta explică cel mai evident imposibilitatea de a reproduce corect și fidel toată banda audio cu un singur reproducător (difuzor).

În prezent se utilizează frecvent incinte acustice cu 2, 3, 4 și chiar 5 căi. Pentru separarea domeniilor de lucru ale difuzoarelor se utilizează două metode diferite:

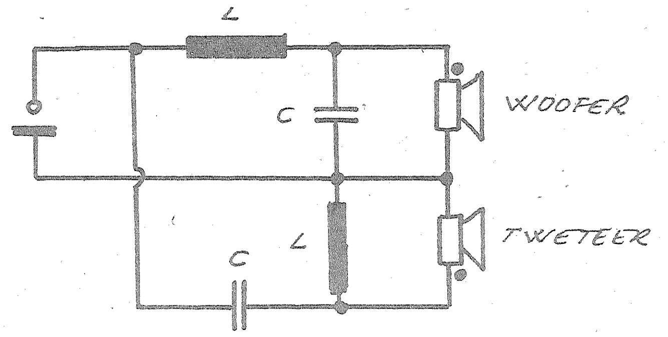
— separarea domeniului audio în subbenzi cu ajutorul unor filtre selective de tip trece jos, trece bandă și trece sus, urmate de amplificatoare pentru fiecare subbandă care au ca sarcină difuzoare specializate.

— a doua metodă, cea mai răspîndită și relativ mai ieftină, utilizează rețele de separare de tip LC.

În funcție de o serie de considerente economice și tehnice, constructorul amator optează pentru una din cele două soluții.

Ne vom ocupa în cele ce urmează de rețelele de separare LC, și vom considera unul din cazurile cele mai răspîndite: incinta acustică cu două căi echipată cu o rețea de separare (filtru) de ordinul 2, avînd panta de 12 dB/octavă (figura nr. 1). Se observă că rețeaua de separare a incintei este formată din două bobine cu inductanța L și două capacități identice de valoare C care formează un filtru trece jos și un filtru trece sus.

1



Valoarea inductanței și a capacității se calculează cu relațiile:

$$L = \frac{227\, Z_{dif}}{f_T}$$

$$C = \frac{113 \cdot 10^3}{f_T \cdot Z_{dif}}$$

unde:

f_T = frecvența de tăiere a filtrului (Hz);

Z_{dif} = impedanța bobinei mobile a difuzorului la f_T, exprimată în (Ω);

L = inductanța bobinei, în (mH);

C = capacitatea electrică a condensatorului C, în (μF).

După cum se cunoaște, impedanța difuzorului nu se menține constantă ca valoare în toată banda de frecvențe reprodusă.

Deoarece constructorul amator nu dispune de aparatura necesară pentru determinarea impedanței la f_T, se poate aproxima cu destulă acuratețe $Z_{dif} = Z_{dif\,(f_T)}$.

La construcția rețelelor de separare apar două probleme ce urmează a fi rezolvate de constructor.

Prima este legată de alegerea condensatoarelor utilizate în rețeaua de separare. Atunci cînd f_T are o valoare scăzută, valoarea acestor condensatoare este destul de mare și se întîmpină dificultăți de procurare a acestora. Se vor respecta pe cît posibil următoarele recomandări:

— se vor utiliza condensatoare nepolarizate cu tensiunea de lucru de cel puțin 100 V. Tendința actuală de a alimenta etajele de putere de tensiuni mari (în jur de 100 V_{cc} sau peste această valoare), cu valori mari ale tensiunii semnalului util impun marje de siguranță mai ridicate;

— nu se recomandă legarea în paralel a mai mult de două condensatoare nepolarizate;

— utilizarea condensatoarelor electrolitice cu minusul comun este o ultima soluție, mai ales cînd nu se dispune de condensatoare nepolarizate de valori mari. Tensiunea de lucru a acestora trebuie să fie cît mai mare, chiar dacă gabaritul construcției crește. Se va verifica obligatoriu curentul de fugă al condensatoarelor care trebuie să fie cît mai mic.

A doua problemă este legată de execuția inductanțelor. După cum se știe nu se admite utilizarea bobinelor cu miez magnetic din cauza apariției saturării miezului însoțită de apariția distorsiunilor la redarea programului sonor. Formula cea mai utilizată pentru determinarea inductanței bobinei este:

$$L = \frac{320 \cdot A^2 \cdot N^2}{6A + 9B + 10C} \cdot 10^{-7}\ \text{(mH)},$$

unde:

A = raza spirei medii (mm);

B = înălțimea bobinei (mm);

C = lățimea coroanei circulare formate de bobinaj ($C = \phi_{ext} - \phi$) (mm);

N = numărul de spire ale bobinei.

Elementele constructive ale bobinei sînt figurate în figura nr. 2.

Coeficientul de umplere a spațiului de bobinat este de aproximativ 0,8 pentru conductori cu grosimea de 1 mm și mai mari. În cazul în care se utilizează sîrmă de diametru mai mic, coeficientul de umplere atinge valoarea de 0,9.

Trebuie să menționăm că nu se recomandă utilizarea unor conductori prea subțiri, deoarece intervine direct valoarea rezistenței ohmice a bobinei. Acest fapt este nedorit, deoarece implică pierderi ale energiei utile prin efect Joule. Recomandabilă este utilizarea conductorului cu diametrul de 1 mm pentru puteri de pînă la 200 W.

Pentru puteri mai mari, se vor utiliza conductori cu diametru mărit, deși consumul de cupru va crește substanțial. Trebuie să precizăm că rețelele de separare LC implică un consum ridicat de cupru și utilizarea de condensatoare relativ scumpe, fapt reflectat în prețul de cost al produselor industriale indiferent de proveniență.

Rezistența ohmică a bobinei poate fi calculată cu formula:

$$R = \rho \frac{l}{S}\ (\Omega),$$

unde:

ρ = rezistivitatea cuprului, avînd valoarea:

$$\rho = 0{,}0175 \frac{\Omega \cdot mm^2}{m};$$

l = lungimea conductorului bobinei (m);

$S = \frac{\pi D^2}{4}$, secțiunea conductorului (mm²).

Lungimea l a conductorului bobinei se aproximează destul de precis cu formula

$$l = 2\pi \cdot A \cdot N \cdot 10^{-3}\ \text{(m)}.$$

Înlocuind în relația care determină rezistența R, vom obține:

$$R = 0{,}14 \frac{A \cdot N \cdot 10^{-3}}{D^2}.$$

Considerînd că diametrul miezului bobinei ϕ = 30 mm, iar înălțimea sa B = 20 mm, în funcție de diametrul conductorului, se obțin valorile inductanței și numărului de spire corelat conform tabelului nr. 1.

Determinarea valorilor din tabel s-a executat prin rularea unor programe pe un calculator COMMODORE C64 în limbaj BASIC 2.0. Acestea pot fi modificate cu ușurință pentru rularea pe alte tipuri de calculatoare personale (PC sau SPECTRUM compatibile).

PROGRAMUL 1

```
10 B = 20
20 D = 1
30 FOR C = 0 TO 25 STEP D
40 A = 15 + C/2
50 N = (8/10xBxC)/(D↑2)
60 L = (320+ xA↑2xN↑2x10↑-7) /
(6xA+ 9xB+ 10xC)
70 PRINT „N=“;N, „L=“; L, „C=“; C, „A=“; A
80 NEXT C
90 END
```

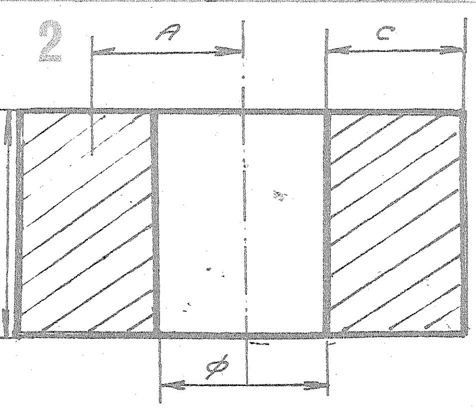
Se poate determina L, N și R pentru bobine avînd ϕ = 40 mm și B = 20 mm, bobinate cu conductor cu ϕ = 1 mm, utilizînd programul 2.

PROGRAMUL 2

```
10 B = 20
20 D = 1
30 FOR C = 0 TO 25 STEP
40 A = 20 + C/2
50 N = (8/10xBxC)/(D↑2)
60 L = (320xA 2xN↑2x10↑ - 7) /
(6xA+ 9xB+ 10xC)
65 R = 14x10↑ - 5xAxN
70 PRINT „N=“; N, „L=“; L, „R=“; R
80 NEXT C
90 END
```

În cazul în care se modifică elementele constructive sau diametrul conductorului se vor efectua modificările de date, iar linia 65 va avea următoarea configurație:

2




```
65 R = 14x10↑ - 7xAxNxD
```

Același lucru este valabil și pentru programul 1, (mai puțin linia 65).

În cazul rețelelor de separare cu mai mult de două căi se recomandă consultarea bibliografiei pentru stabilirea unei configurații optime ca și pentru detalii suplimentare.

Bibliografie
Colecția TEHNIUM 1984—1989
Almanahul TEHNIUM 1985

VALORILE INDUCTANȚELOR PENTRU REȚELE DE SEPARARE PENTRU ∅ = 30 mm B = 20 mm L în mH și N în spire

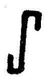
D = 0,67 mm		D = 0,8 mm		D = 0,9 mm		D = 1,0 mm		D = 1,16 mm		D = 1,20 mm	
L	N	L	N	L	N	L	N	L	N	L	N
0,014	22	0,018	26	0,023	29	0,028	32	0,038	37	0,010	19
0,057	46	0,041	38	0,052	43	0,064	48	0,088	56	0,041	38
0,130	68	0,074	51	0,095	58	0,118	64	0,160	74	0,095	58
0,234	91	0,118	64	0,150	72	0,187	80	0,256	93	0,172	77
0,370	114	0,172	77	0,220	86	0,275	96	0,376	111	0,275	96
0,541	137	0,237	90	0,304	101	0,381	112	0,522	130	0,404	115
0,746	160	0,315	102	0,404	115	0,506	128	0,697	148	0,562	134
0,987	182	0,404	115	0,520	130	0,652	144	0,899	167	0,750	154
1,265	205	0,506	128	0,652	144	0,819	160	1,133	186	0,969	173
1,582	228	0,621	141	0,801	158	1,008	176	1,399	204	1,221	192
1,939	251	0,750	154	0,969	172	1,221	192	1,697	223	1,508	211
2,337	274	0,892	166	1,155	187	1,458	208	2,031	241	1,831	230
2,778	297	1,049	179	1,360	202	1,719	224	2,400	260	2,192	250
3,262	319	1,221	192	1,585	216	2,006	240	2,808	278	2,592	269
3,791	342	1,408	205	1,831	230	2,321	256	3,254	297	3,033	288
4,367	365	1,612	218	2,098	245	2,663	272	3,740	316	3,517	307
4,990	388	1,831	230	2,387	259	3,033	288	4,269	334	4,045	326
5,662	411	2,067	243	2,698	274	3,434	304	4,741	353	4,619	346
6,385	434	2,320	256	3,033	288	3,864	320	5,458	371	5,240	365
7,159	456	2,592	269	3,392	302	4,326	336	6,121	390	5,910	384
7,987	479	2,882	282	3,775	317	4,821	352	6,832	408	6,631	403
8,868	502	3,190	295	4,184	331	5,348	368	7,592	427	7,404	422
9,806	525	3,517	307	4,619	346	5,910	384	8,404	445	8,231	442
10,80	548	3,864	320	5,080	360	6,508	400	9,267	464	9,114	461
11,85	570	4,231	333	5,569	374	7,140	416	10,18	483	10,05	480
12,96	593	4,619	346	6,085	389	7,811	432	11,16	501	11,05	499
14,14	616	5,028	359	6,507	400	8,519	448	12,18	520	12,11	518
15,37	639	5,458	371	7,140	416	9,226	464	13,27	538	13,23	538
16,67	662	5,910	384	7,811	432	10,05	480	14,42	557	14,42	557
18,04	685	6,385	397	8,519	448	10,88	496	15,62	575	15,67	576
19,47	707	7,141	416	9,266	464	11,75	512	16,89	594	16,98	595
20,97	730	7,811	432	10,05	480	12,66	528	18,23	612	18,37	614
22,53	753	8,519	448	10,88	496	13,62	544	19,63	631	19,82	634
24,17	776	9,266	464	11,75	512	14,62	560	21,09	651	21,35	653
25,88	799	10,05	480	12,66	528	15,66	576	22,63	668	22,95	672
27,67	821	10,88	496	13,62	544	16,76	592	24,23	687	24,63	691

SEMNE CONVENȚIONALE
SEMICONDUCTOARE

Ing. ȘERBAN NAICU

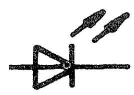
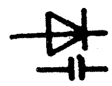
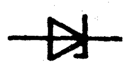
(URMARE DIN NR. TRECUT)

2. SIMBOLURI SPECIALIZATE PENTRU DISPOZITIVE SEMICONDUCTOARE

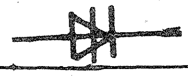
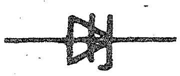
Simbol	Denumire
	Efect Schottky
	Efect tunel
	Efect de străpungere unidirecțional
	Efect de străpungere bidirecțional
	Efect unitunel

3. EXEMPLE DE DIODE SEMICONDUCTOARE

Simbol	Denumire
	Tranziția între regiuni cu conductivități de tip diferit: de la P la N sau de la N la P. Linia oblică scurtă indică punctul de trecere de la P la N sau de la N la P, de-a lungul liniei orizontale. Nici o conexiune nu se reprezintă prin linie oblică scurtă.
	Regiune intrinsecă între două regiuni de tipuri de conductivitate diferite formînd o structură PIN sau NIP. Intervalul între liniile oblice legate reprezintă regiunea intrinsecă. Orice conexiune la regiunea I va fi reprezentată între liniile oblice scurte și nu pe aceste linii
	Regiune intrinsecă între două regiuni de același tip de conductivitate formînd o structură PIP sau NIN
	Regiune intrinsecă între un colector și o regiune de tip de conductivitate diferit formînd o structură PIN sau NIP. Conexiunea la colector este reprezentată printr-o linie oblică lungă
	Regiune intrinsecă între un colector și o regiune de același tip de conductivitate formînd o structură PIP sau NIN. Conexiunea la colector este reprezentată printr-o linie oblică lungă.

Simbol	Denumire
	Diodă semiconductoare, simbol general
	Diodă electroluminiscentă, simbol general
	Diodă care utilizează dependența de temperatură. Notă θ poate fi înlocuit cu t.
	Diodă cu capacitate variabilă.
	Diodă tunel
	Diodă cu efect de străpungere unidirecțional. Diodă regulatoare de tensiune (Zener). Diodă Esaki
	Diodă cu efect de străpungere bidirecțional
	Diodă unitunel
	Diodă bidirecțională. Diac

4. EXEMPLE DE TIRISTOARE

Simbol	Denumire
	Tiristor diodă blocat în invers
	Tiristor diodă cu trecere în invers

(CONTINUARE ÎN NR. VIITOR)

MMC 3166

ALEXANDRU ZANCA

Firma Microelectronica produce şi livrează un nou circuit integrat gen „sintetizator de sunet", similar circuitului integrat MMC334 (prezentat în nr. 6/1992 al revistei) şi anume, circuitul integrat MMC3166.

Circuitul integrat MMC3166, poate furniza la ieşire o melodie formată din 64 de note, înmagazinată într-o memorie tip ROM şi poate comanda direct o capsulă piezoceramică. Conţinînd un oscilator intern şi un selector de mod, nu poate furniza la ieşire decît o singură melodie. Producătorul a lansat pe piaţă mai multe variante ale circuitului, acestea putînd furniza diferite secvenţe muzicale.

Şi acest circuit integrat, ca şi circuitul MMC334 este prevăzut cu reset la pornire, în acest mod melodia nerulîndu-se întotdeauna de la prima notă.

Frecvenţa oscilatorului intern este utilizată ca bază de timp pentru generatoarele de ton şi ritm. Frecvenţa acestui oscilator nu poate fi controlată extern, ca în cazul circuitului MMC334, ea fiind stabilită de fabricant, acurateţea acesteia influenţînd calitatea melodiei.

Generatorul de ton este un divizor programabil, frecvenţa tonului fiind dată de raportul F_{OSC}/N, unde N poate lua orice valoare cuprinsa între 64 şi 254, domeniul de frecvenţă fiind cuprins astfel între 258 Hz şi 32 768 Hz. În cadrul melodiei pot fi selectate 14 scale, incluzînd şi codurile pentru PAUSE şi END.

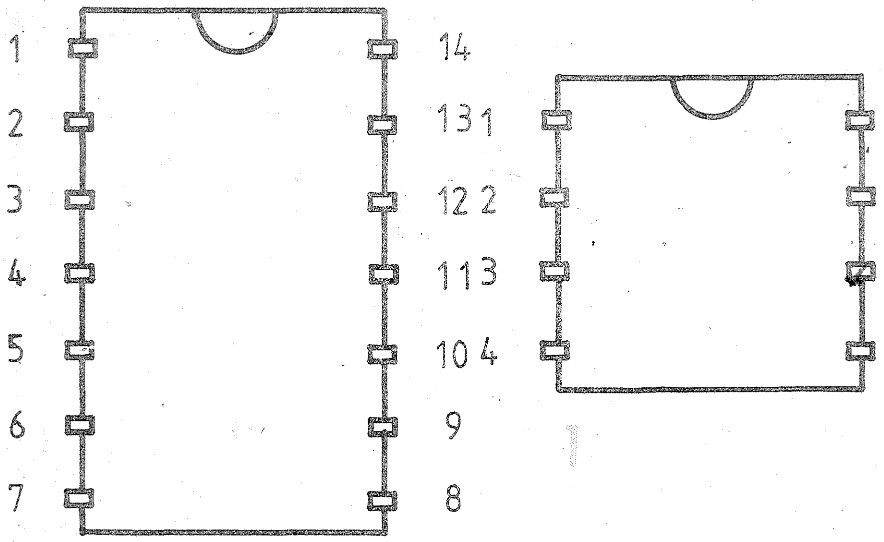
Generatorul de ritm este tot un generator programabil şi conţine 15 ritmuri permise, cuprinse între 1/4 şi 3.3/4, pasul fiind de 1/4. Dintre aceste valori ale ritmului pot fi selectate patru.

Memoria ROM în care este înscrisă melodia poate înmagazina 64 de note şi 6 biţi. Din aceştia 4 biţi sînt folosiţi pentru controlul de scală, ceilalţi doi fiind folosiţi la controlul codului de ritm. Sînt disponibile tempouri cuprinse între 128 şi 1 920 de note pe minut, în diferite trepte fixe.

Tensiunea de alimentare poate fi cuprinsă între 1,3 şi 3,3 V, tensiunea maximă fiind de 5 V; această tensiune însă nu se recomandă să fie folosită, solicitînd circuitul. Curentul de alimentare este de 1 μA, în regim stand by şi 60 μA în regim normal de lucru.

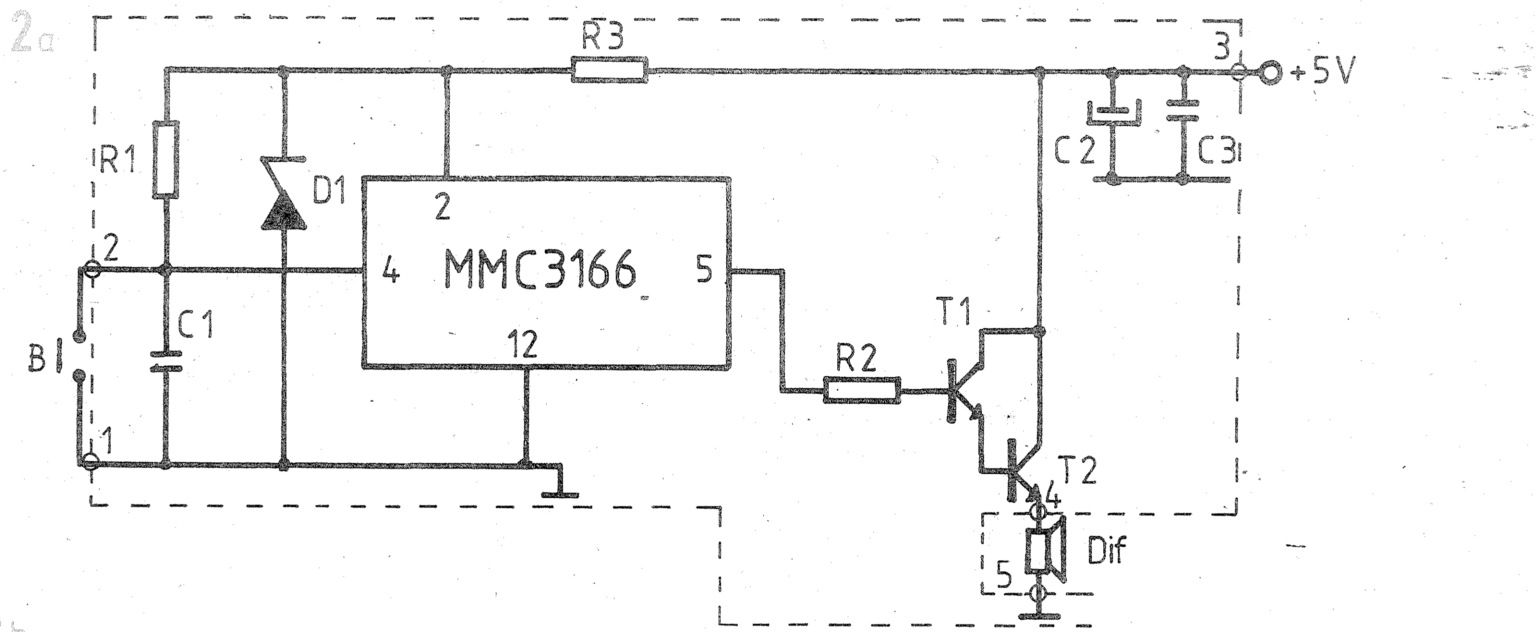
În figura 1 este arătată configuraţia pinilor, în cazul celor două tipuri de capsule, sub care este disponibil circuitul integrat.

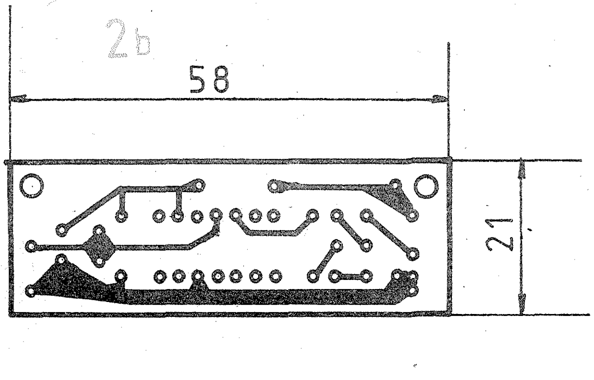
(URMARE ÎN PAG. 13)

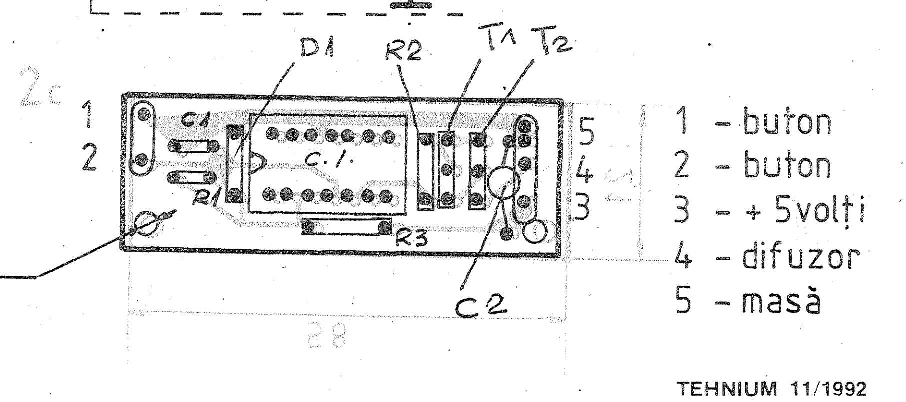


TO-116	MP-48	
1		– NC
2	1	– V_{DD}
3	2	– BD, iesire melodie
4	3	– MODE
5	4	– $\overline{BD}$, iesire inv.melodie
6		– NC
7		– NC
8		– NC
9		– NC
10	5	– TEST
11	6	– NC
12	7	– V_{SS}
13	8	– oscilator 2
14		– NC

1







MULTIMETRUL Ц 4315

(URMARE DIN NR. TRECUT)

Defecțiunile caracteristice și remedierea acestora.

1. Ruperea benzilor de suspensie. Sistemul de suspensie pe benzi folosit la multimetrul Ц 4315 are ca părți componente principale cele două benzi care sînt inima acestuia și care îndeplinesc trei funcții distincte: susțin elementul mobil, asigură un cuplu rezistent (care pune în echilibru momentul activ) și de readucere la zero și totodată servește drept conductor electric.

Alegerea materialului pentru benzile de suspensie este dictată de următoarele condiții:

a) rezistență mare la tracțiune;

b) rezistență mare;

c) o mare conductibilitate electrică;

d) excelentă rezistență la coroziuni;

e) o mare stabilitate a unghiului de torsiune;

f) coeficient de temperatură redus.

Materialul cel mai apt pentru a satisface condițiile cerute este un aliaj de platină cu nichel.

În sistemul de suspensie pe benzi sînt cuprinse și două arcuri de întindere (cîte unul de fiecare parte: superior și inferior din aliaj de cupru cu beriliu astfel încît să se evite o lăsare excesivă a elementului mobil datorită greutății sale, dar care totuși suferă o flexiune în cazul unui șoc și asigură integritatea benzii.

Din cele de mai sus rezultă că înlocuirea benzilor rupte nu se face decît cu benzi originale cu momentul 0,25 mgrfcm/90° (întindere 50 gr.) nerăsucite și la înlocuirea lor se recomandă următoarele:

a. Lipirea se va face cu un aliaj (Sn — 50%; Pb — 32%; Cd — 18%) cu temperatura de topire de 130°. Fondant — colofoniu dizolvat în alcool.

b. Nu este admisă recoacerea prin lipire a benzilor, murdărirea cu impurități și resturi din aliaj de lipit.

c. Locul lipirii se curăță cu eter de impurități și de fondant.

d. Dacă suspensia pentru un mecanism dat se scurtează, se mărește totodată și valoarea curentului nominal, care trebuie să fie riguros 42,2 μA. Benzile de suspensie nu se înădesc.

e. Nu trebuie să fie nici o denivelare pe suprafața de lipire a arcurilor de întindere, înainte de lipirea benzilor.

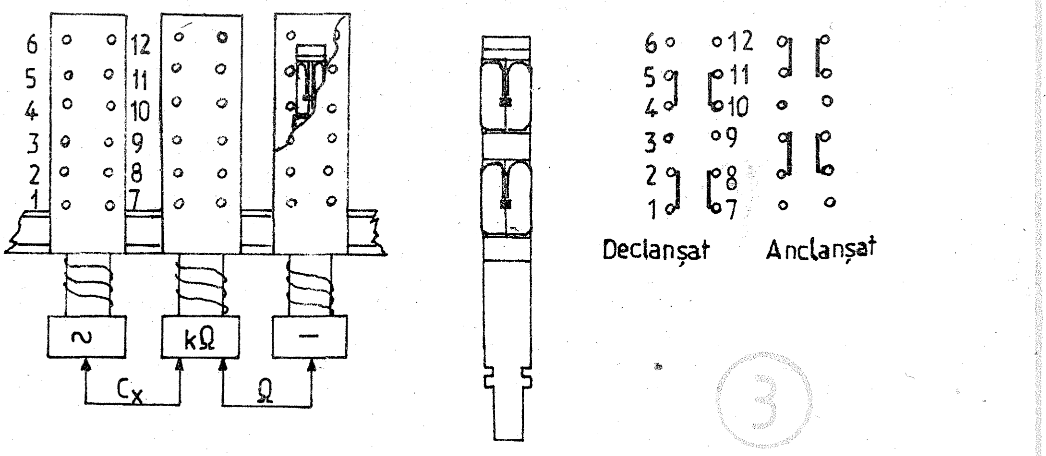
1. Se va acorda o mare atenție la întinderea benzilor în momentul lipirii acestora, deoarece o întindere excesivă modifică curentul nominal.

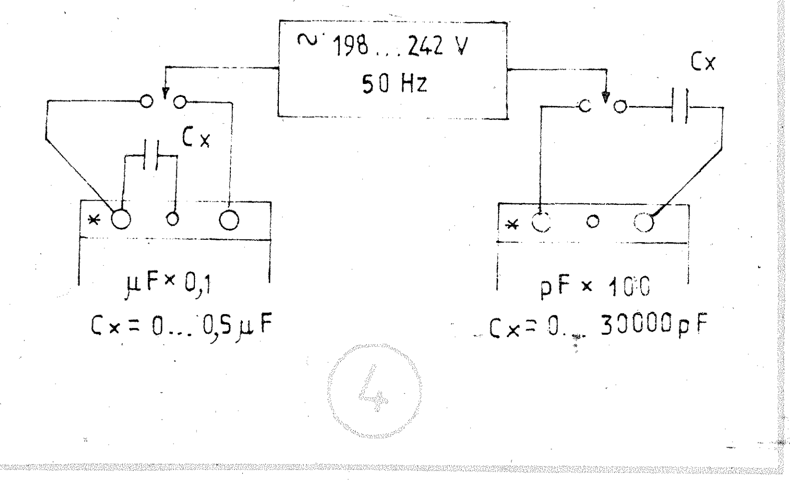
2. Întreruperea unei rezistențe în dispozitivul universal de șuntare (R1—R10) determină numai indicarea curentului nominal. Iar la modificarea valorii uneia dintre acestea (prin arderea izolației), indicațiile vor prezenta erori mari. Acest defect se remediază numai prin rebobinarea rezistențelor respective, cu aceeași sîrmă indicată în lista de piese și se va respecta riguros eroarea toleranței admise.

3. Întreruperile rezistențelor din circuitul de tensiune se poate descoperi ușor după lipsa indicațiilor la limita corespunzătoare a tensiunii măsurate. Toate rezistențele cu excepția celor de reglare (R27, R29, R35) se înlocuiesc cu rezistențe de valoarea celor indicate în lista de piese.

Folosind schema de principiu a multimetrului și schema fizică de așezare a pieselor se poate găsi orice piesă montată în aparat. Defecțiunea se depistează prin efectuarea măsurătorilor de orientare. Piesele care nu prezintă siguranță se demonstrează și se controlează separat (șunturile neapărat se controlează separat). Piesele defecte se repară sau se înlocuiesc cu altele noi.

Mod de lucru \ Realiz. contact	B2-1								B2-2								B2-3							
	1-2	2-3	4-5	5-6	7-8	8-9	10-11	11-12	1-2	2-3	4-5	5-6	7-8	8-9	10-11	11-12	1-2	2-3	4-5	5-6	7-8	8-9	10-11	11-12
—		X		X		X		X	X		X		X		X		X		X		X		X	
~	X		X		X		X		X		X		X		X			X		X		X		X
kΩ	X		X		X		X			X		X		X		X	X		X		X		X	
C_x	X		X		X		X			X		X		X		X		X		X		X		X
Ω		X		X		X		X		X		X		X		X	X		X		X		X	





4. Desigur, multe defecțiuni se pot ivi și la cele două comutatoare (cel pentru selectarea modului de lucru și cel pentru selectarea domeniilor de măsură). Aceste defecțiuni pot fi: arderea contactelor sau scurtcircuit între acestea. De aceea se impune un control riguros al integrității acestora.

5. După cum se poate observa din schema de principiu, microampermetrul este protejat cu două diode de siliciu conectate în paralel cu sensuri de conducție opuse. Străpungerea uneia dintre diodele de protecție șuntează microampermetrul, dar prin întreruperea uneia dintre ele se creează o rezistență critică pe acesta făcîndu-l să indice eronat (deși microampermetrul are curentul nominal 42,5 μA). De aceea, diodele de protecție se vor verifica, ele trebuind să aibă aceleași caracteristici electrice nominale.

6. Ieșirea din parametrii nominali a diodelor redresoare cu germaniu se manifestă prin indicații eronate la toate limitele de măsurare a curentului și tensiunii alternative (deși aparatul funcționează corect în curent continuu). După înlocuirea diodelor defecte, aparatul se poate regla din R27. Este bine ca diodele noi să aibă aceiași parametri pentru a nu fi nevoiți să modificăm scala instrumentului pe curent alternativ, lucru total neindicat.

Lista de piese.

R1 — Rezistență bobinata (0,08±±0,0002)Ω — sîrma manganin neizolată ∅ 1 mm.
R2 — Rezistență bobinată (0,32±±0,001)Ω — sîrmă manganin neizolată ∅ 1,2 mm.
R3 — Rezistență bobinată (1,6±±0,005)Ω — sîrmă manganin dură izolată cu sticlă sau email + mătase.
R4 — Rezistență bobinată (6±±0,018)Ω — idem
R5 — Idem (2±0,01)Ω — idem
R6 — Idem (30±0,05)Ω — idem
R7 — Idem (160±0,5)Ω — idem
R8 — Rezistor peliculă carbon 0,5 W — 200 Ω (2 buc. x 100 Ω).
R9 — Rezistor peliculă carbon 0,5 W — 600 Ω (2 buc. x 300 Ω).
R10 — Rezistor peliculă carbon 0,5 W — 1 kΩ (430+560 Ω).
R11 — Rezistor peliculă carbon 0,5 W — 4,44 kΩ (2,4+2 kΩ).
R12 — Rezistor peliculă carbon 0,5 W — 8,57 kΩ (2 buc. x 4,3 kΩ).
R13 — Rezistor peliculă carbon 0,5 W — 9,97 kΩ (4,3+5,6 kΩ).
R14 — Rezistor peliculă carbon 0,5 W — 30 kΩ (2 buc. x 15 kΩ).
R15 — Rezistor peliculă carbon 0,5 W — 50 kΩ (20+30 kΩ).
R16 — Rezistor peliculă carbon 0,5 W — 100 kΩ (43+56 kΩ).
R17 — Rezistor peliculă carbon 0,5 W — 300 kΩ (2 buc. x 150 kΩ).
R18 — Rezistor peliculă carbon 0,5 W — 1,5 MΩ (2 buc. x 750 kΩ).
R19 — Rezistor peliculă carbon 0,5 W — 3 MΩ (2 buc. x 1,5 MΩ).
R20 — Rezistor peliculă carbon 0,5 W — 5 MΩ (2+3 MΩ).
R21 — Rezistor peliculă carbon 0,5 W — 10 MΩ (2 buc. x 2 MΩ) + + (2 buc. x 3 MΩ).
R22 — Rezistor peliculă carbon 0,5 W — 500 kΩ (200+300 kΩ).
R23 — Rezistență bobinată (24±±0,1)Ω — sîrmă manganin dură izolată cu sticlă sau email + mătase.
R24 — Rezistor peliculă carbon 0,5 W — 1,65 kΩ (2 buc. x 820 Ω).
R25 — Rezistor peliculă carbon 0,5 W —900 Ω (430+470 Ω).
R26 — Rezistor peliculă carbon 0,5 W — 490 Ω (270+220 Ω).
R27* — Rezistor peliculă carbon 0,5 W — 1—3 kΩ — rezistență reglare.
R28 — Rezistor peliculă carbon 0,5 W — 1,5 kΩ (2 buc. x 750 Ω).
R29* — Rezistor peliculă carbon 0,5 W — 120—270 Ω — rezistența reglare.
R30 — Rezistor peliculă carbon 0,5 W — 1,24 kΩ (2 buc. x 620 Ω).
R31 — Rezistor peliculă carbon 0,5 W — 1,2 kΩ.
R32 — Rezistor peliculă carbon 0,5 W — 30 kΩ.
R33 — Potențiometru rotativ cu peliculă de carbon — 6,8 kΩ (pentru ajustare „0", kΩ, pF și μF).
R34 — Rezistor peliculă carbon, 0,5 W — 1,2 kΩ.
R35* — Rezistor peliculă carbon 0,5 W — 22—33 kΩ (se montează în funcție de necesitate).

Toleranța rezistenței nominale a rezistorilor este ±5%.

D1, D2 — diode germaniu D 9 D (EFD108)
D3, D4 — diode siliciu D 225 D (1N4007)
C1 — condensator — 0,005 μF/200 V
C2 — condensator — 330—3930 pF/500 V
C3 — condensator — 330 pF/250 V
C4 — condensator — 100 pF/250 V
B1 (B1—1, B1—2) — Comutator selector domeniu.
B2 (B2—1, B2—2, B2—3) — Comutator mod de lucru.

Desigur, fabricantul își rezerva dreptul de a face modificări în schemă sau de-a așeza piesele componente în alt mod. Dar în general sînt respectate toate datele pe care le-am prezentat.

Receptorul de televiziune DIAMANT 220

AFI - sunet, AAF, RAF și sincroseparatorul de impulsuri

Ing. ȘERBAN NAICU

(URMARE DIN NR. TRECUT)

Semnalul videocomplex furnizat de modulul AFI-CC la pinul 3, cupla Ш 6 este aplicat prin rezistorul 2R8 la cupla Ш 9, pinul 2 de pe blocul videosunet și prin perechea ei la intrarea modulului AFI-S.

Modulul AFI-Sunet, avînd indicativul Y2.2, cuprinde în principal circuitul integrat K174YP1 (echivalent cu TBA 120U) și realizează următoarele funcțiuni în televizor:

— extrage semnalul pe a doua frecvență intermediară sunet (FI2S), modulat în frecvența (MF) din semnalul videocomplex de la intrare;

— amplifică în regim de limitare semnalul FI2S (6,5 MHz);

— demodulează semnalul de audiofrecvență (AF) din semnalul de FI modulat în frecvență;

— preamplifică semnalul de audiofrecvență.

Modulul AFI-S este legat de blocul videosunet prin cupla Ш 9, prin care primește și furnizează următoarele semnale și tensiuni:

— la pinul 1 (neconectat în schema electrică a TV) furnizează semnal pentru intrarea vobuloscopului printr-o sondă de detecție, în vederea verificării și reglării filtrului de intrare al modulului FI-S;

— la pinul 2 primește semnalul videocomplex (SVC) ce conține și semnalul de FI2S pe 6,5 MHz;

— la pinul 3: masa;

— la pinul 4 primește tensiunea de alimentare de +12 V care se aplică la pinul 11 al CI;

— la pinul 5 (neconectat în schema electrică a TV) furnizează o tensiune de +7,4 V, luată de pe pinul 8 al CI, pentru control;

— la pinul 6 furnizează semnal de audiofrecvență care prin intermediul cuplei Ш 7, pinul 1 se aplică la un capăt al potențiometrului de volum. De asemenea, semnalul de AF se aplică prin intermediul lui R66 la mufa de cască, pinul 1;

— la pinul 7 primește semnal de la mufa de telecomandă (pinul 6) care se aplică pe pinul 5 al CI.

Modulul FI-sunet permite obținerea unui coeficient de amplificare de minimum 46 dB (200 de ori).

Funcționarea modulului este următoarea: semnalul videocomplex de la intrare (pinul 2 al modulului) se aplică prin condensatorul 2.2C1 filtrului de bandă acordat pe 6,5 MHz, format din 2.2.-L1, L2, C10 și 2.2.-L3, L4, C2, circuite cuplate prin 2.2C11. Semnalul modulat în frecvență de 6,5 MHz extras din semnalul videocomplex, obținut la ieșirea din filtru se aplică în regim de limitare, apoi, prin intermediul unui detector de frecvență este demodulat. La pinii 7, 9 ai CI se află circuitul pentru extragerea purtătoarei format din: 2.2C8, L5, R1.

Semnalul de joasă frecvență (audiofrecvența) obținut la ieșirea detectorului de frecvență este amplificat de preamplificatorul de AF din CI și este livrat la pinul 8 al acestuia, de unde prin condensatorul 2.2C9 se aplică la pinul 6 al cuplei Ш 9 și de aici la potențiometrul de volum R12 prin intermediul cuplei Ш 7, pinul 1. Celălalt capăt al potențiometrului de volum este la masă, iar semnalul cules de pe cursor, prin cupla Ш 7, pinul 3, se aplică la intrarea modulului AAF.

Semnalul de AF de la pinul 6, cupla Ш 9 este de minimum 180 mV pe o sarcină de 100 kΩ, în condițiile unei variații de frecvență de ±50 kHz.

Condensatoarele 2.2-C3, C4, C5, C6, C7 au rol de decuplare.

Se observă că traseul parcurs de semnal este figurat cu linie mai groasă pe schema electrică a televizorului.

Modulul amplificator de audiofrecvență (AAF), notat pe schemă cu indicele Y2.3, este echipat în principal, cu circuitul integrat K174YH7 (echivalent cu TBA810).

Modulul este legat de blocul videosunet prin cupla Ш 10 cu șapte pini, prin intermediul căreia primește și furnizează următoarele tensiuni și semnale:

— la pinul 1 primește tensiune reglabilă (cu ajutorul potențiometrilor de ton) care ajunge prin 2.3R2, C2 la pinul 6 al CI pentru reglajul de ton;

— la pinul 2 primește semnalul de AF de la cursorul potențiometrului de volum R12, prin intermediul cuplei Ш 7, pinul 3;

— la pinul 3: masă;

— la pinul 4 primește tensiune de alimentare stabilizată de +15 V de la emitorul tranzistorului stabilizator 2T10, prin intermediul rezistorului 2R58;

— la pinul 5 furnizează semnalul de AF care se aplică prin intermediul lui 2.C29 la pinul 5 al mufei de telecomandă și la difuzoare;

— la pinii 6 și 7: masă.

Semnalul de la ieșirea modulului FI-sunet se aplică de la pinul 2, cupla Ш 10 prin 2.3-C3, R1 la pinul 8 al CI (intrare). Semnalul de AF amplificat în CI se extrage de la pinul 12 (ieșire) și se aplică la cupla Ш 10, pinul 5 și de acolo pe placa videosunet, prin intermediul lui 2C29, prin contactul 5 al conectorului Ш 13, întrerupătorul 2B2 (constructiv legat de potențiometrul R62 de reglaj tonuri joase), pinul 1 al conectorului Ш 11 și de aici la difuzoarele de 8 Ω legate în paralel.

Reglajele de ton se realizează prin modificarea amplitudinii tensiunii de reacție negativă aplicată pe pinul 6 al CI, astfel:

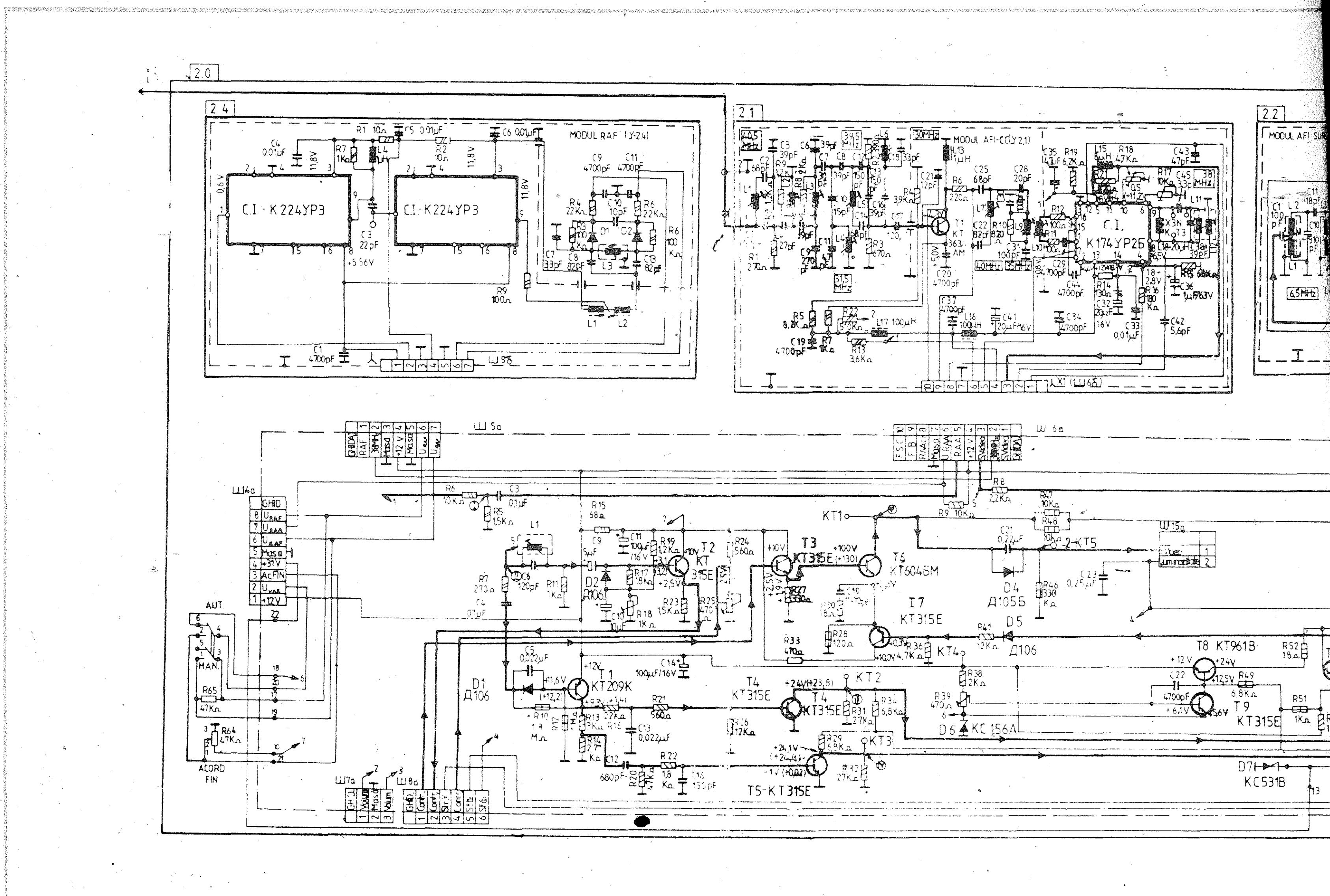
— tonurile joase prin intermediul circuitului 2R57, R59, potențiometrul R62;

— tonurile înalte prin intermediul circuitului 2C30, potențiometrul R63, 2C26, R56.

Circuitul integrat K174YH7, nefiind protejat la suprasarcină este necesar să se evite orice scurtcircuit la masă al ieșirii (pinul 12 al CI).

O particularitate a acestui tip de receptor TV alb-negru o constituie prezența unui modul de RAF (CAF) — reglaj (control) automat al frecvenței oscilatorului local din selectorul de canale, etaj funcțional care nu figurează în mod obișnuit în schemele TV a-n, dar e nelipsit în TV color (care necesită o stabilitate mare a frecvenței OL).

Modulul RAF, notat pe schemă



cu indicele Y2.4, funcționează pe principiul transformării deviației de frecvență a OL într-o tensiune de eroare care însumată (cu plus sau minus) cu tensiunea de reglare a diodelor varicap readuce frecvența de acord a OL la valoarea corectă.

Modulul este legat de blocul videosunet prin cupla Ш 5, cu șapte pini, prin intermediul căreia primește și furnizează:

— la pinul 1 (neconectat în schema electrică a TV) furnizează semnalul cules de pe pinii 8 ai celor două CI (identice), servind pentru blocarea tensiunii de acord automat;

— la pinul 2 primește semnalul de FI (38 MHz) prin intermediul cuplei Ш 6, pinul 2 (cules de pe bobina 2.1L12, prin condensatorul 2.1C42);

— la pinul 3: masă;

— la pinul 4 primește tensiunea de alimentare de +12 V;

— la pinul 5: masă;

— la pinii 6 și 7 furnizează tensiunea de RAF de la ieșirea discriminatorului, necesară pentru corecția de frecvență a OL.

Modulul este echipat în principal cu două circuite integrate de tip K224YP3 (care nu au echivalent european).

Funcționarea modulului este următoarea: semnalul de frecvență intermediară cules cu bobina 2.1L12, prin condensatorul 2.1C42 se aplică la cupla Ш 6, pinul 2 și de acolo, prin blocul videosunet la cupla Ш 5, pinul 2, de unde ajunge la intrarea primului CI (pinul 1). Semnalul de FI este amplificat cu cele două CI legate în serie pînă la valoarea necesară funcționării detectorului de frecvență realizat cu 2.4-L1, L2 (în primar) și 2.4L3 (în secundar). Cuplajul între înfășurări este capacitiv, prin 2.4C8, C13.

Primul CI are ca sarcină circuitul de corecție 2.4L4, R7, de pe care semnalul se aplică la intrarea celui de-al doilea CI (pinul 1) prin 2.4C3.

Ieșirea celui de-al doilea CI (pinul 9) se cuplează la detectorul de frecvență prin 2.4R9 pentru a diminua influența capacității de ieșire a CI.

Discriminatorul de frecvență transformă deviația (alunecarea) de frecvență într-o tensiune cu polaritate variabilă în funcție de sensul alunecării. Tensiunea de la ieșirea discriminatorului se aplică prin filtrele 2.4R4, C9 și 2.4R6, C11 la cupla Ш 5, pinii 6, 7 de unde prin comutatorul MAN/AUT (situat pe placa din spate a TV) ajunge în selectorul FIF, pe dioda 1.1D2 influențînd în sensul dorit capacitatea acesteia.

Alimentarea cu tensiune continuă a circuitelor integrate se face la pinii 3 cu o tensiune de +12 V, de la pinul 4, cupla Ш 5, prin 2.4R1, R2. Condensatorii 2.4C4, C5, C6 au rol de filtraj.

Sincroseparatorul de impulsuri se află pe placa videosunet și este realizat în principal cu tranzistoarele 2-T1, T4, T5. Are rolul de a selecta impulsurile de sincronizare de linii și cadre din semnalul videocomplex, de a le amplifica și de a le dirija către generatoarele de baleiaj respective (H și V).

Semnalul videocomplex de polaritate negativă (de aproximativ 2,5 V_{vv}) luat de pe mufa Ш 6, pinul 3 (punctul 5) se aplică prin 2R7 și 2C4 și circuitul 2D1, C5, R10 (care elimină impulsurile perturbatoare de scurtă durată) și ajunge pe baza tranzistorului 2T1. Aceasta este polarizat în c.c. prin grupul de rezistoare 2R12 (în bază) și 2R13, R14 (în colector). Pe durata semnalului video, tranzistorul este blocat, el deschizîndu-se pe durata impulsurilor negative de sincronizare, moment în care pe colector (pe 2R13, R14) apare un salt pozitiv de tensiune. Aceste impulsuri pozitive se aplică prin intermediul circuitului de integrare 2R16, C13, R21 care oprește impulsurile linii și lasă să treacă numai impulsurile de sincronizare cadre în baza lui 2T4, formator-amplificator al impulsurilor de sincronizare cadre.

Impulsurile pozitive preluate de pe divizorul 2R13, R14 se aplică prin circuitul de protecție la perturbații 2C12, R20, R22, C6, în baza tranzistorului 2T5 formator-amplificator al impulsurilor de sincronizare linii.

Rezistoarele 2-R31, R34, R29, R32, R26, R22, R20 au fost calculate astfel încît tranzistorii 2T4 și 2T5 să funcționeze în regim de dublă limitare și amplificare a impulsurilor de sincronizare.

Divizoarele rezistive 2R31, R34 și 2R29, R32 asigură polarizarea colectoarelor tranzistoarelor 2T4 și 2T5.

Impulsurile de sincronizare cadre, din colectorul lui 2T4 (punctul KT2) se aplică la cupla Ш 17, pinul 2, iar impulsurile de sincronizare linii, din colectorul lui 2T5 (punctul KT4) se aplică la cupla Ш 17, pinul 1, de unde ajung la cupla pereche de pe blocul de baleiaj în circuitele de sincronizare.

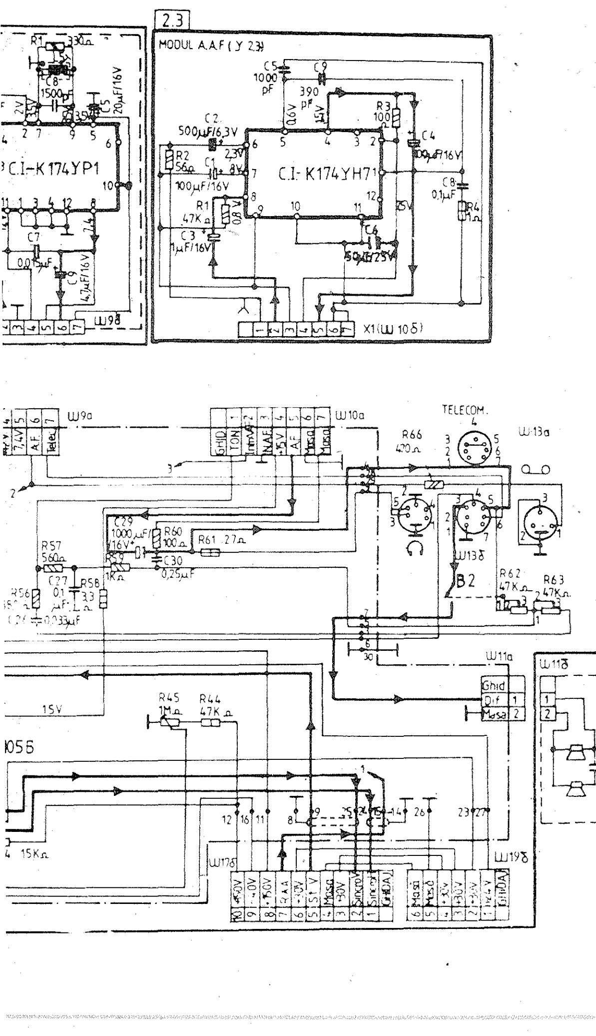
Blocul videosunet mai conține **circuitul de stingere a cursei inverse de cadre,** realizat cu 2T7.

Impulsul de stingere V este luat de pe cupla Ш 17, pinul 5 și prin intermediul grupului 2D5, R41 se aplică pe baza tranzistorului 2T7. Acest grup împreună cu rezistoarele 2R36, R28 formează circuitul de stingere V.

Stingerea cursei inverse de cadre se efectuează astfel: pînă la sosirea impulsurilor de cadre, cu polaritate pozitivă, tranzistorul 2T7 este blocat și nu influențează în nici un fel tranzistorul final video 2T6. Impulsurile pozitive de cadre primite în bază, determină saturarea tranzistorului 2T7, provocînd creșterea tensiunii în emitorul său (pe 2R28) și în emitorul lui 2T6, final video, ceea ce duce la închiderea sa și deci dispariția imaginii în perioada întoarcerii cursei de cadre.

Dioda 2D5, redresează impulsurile de întoarcere cadre, permițînd trecerea componentei pozitive.

(CONTINUARE ÎN NR. VIITOR)



MMC 3166

(URMARE DIN PAG. 10)

De notat modul diferit de comandă al circuitului integrat MMC3166 față de cel al circuitului integrat MMC334, și anume, dacă potențialul pinului MODE este cuprins în intervalul 0...1,1 V (pentru V_{dd} = 3 V), melodia se va derula fără oprire. Dacă potențialul acestui pin este mai mare de 1,1 V, melodia se va opri. În cazul în care comanda trebuie făcută prin nivel logic 1 se va intercala un inversor ca în figura 4. În acest caz, grupul R2C1 se va omite, iar rezistența R'2 va avea valoarea cuprinsă în intervalul 30...1 000 kΩ.

Pinul TEST se poate utiliza la testarea funcționării circuitului iar pinul OSC/2 este o ieșire de control a frecvenței oscilatorului intern. Prin acest pin nu se poate interveni în funcționarea oscilatorului intern.

Capsula piezoelectrică se va lega între pinii BD (fig. 3). Dacă se dorește audiție în difuzor, semnalul de la pinii BD se va prelua prin intermediul unui amplificator bufer ca în figura 2a. În figura 2b este ilustrat cablajul la scara 1/1, iar în figura 2c, dispunerea componentelor.

NOTĂ: notarea pinilor corespunde capsulei TO116.

Se recomandă utilizarea unui soclu pentru circuitul integrat, în acest mod circuitul putînd fi schimbat după dorință.

Dacă în locul difuzorului se montează o cască de telefon cu rezistența de 50...75 Ω, tranzistorul T2 poate fi înlocuit cu unul de tipul BC107.

Firma Microelectronica produce următoarele variate ale circuitului MMC3166:

— MMC3166/2 — Jingle Bells

— MMC3166/8 — Happy Birthday to You

— MMC3166/9 — Wadding March

— MMC3166/11 — Love Me Tender, Love Me true

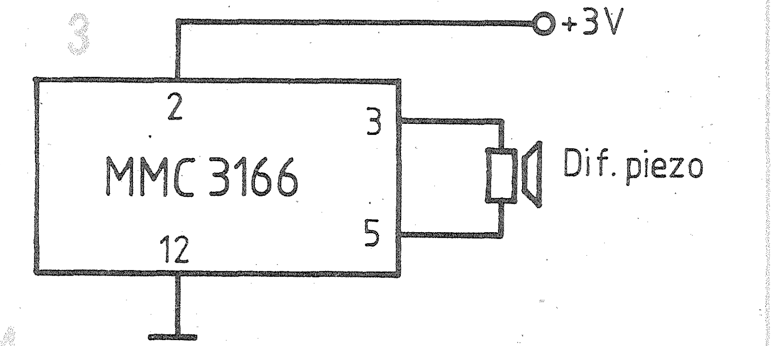
— MMC3166/17 — We Wish You a Merry X'mas and Silent Night

— MMC3166/19 — For Elise

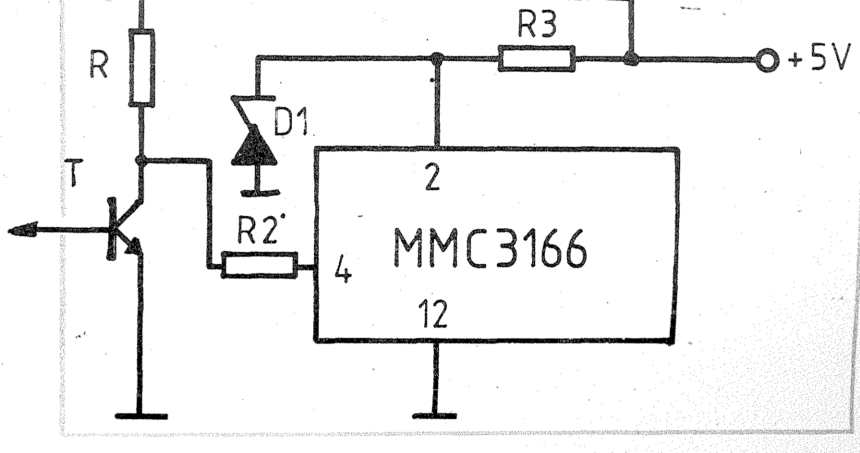
Lista componentelor

R1 = 25 kΩ
R2 = 2,5 kΩ
R'2 = vezi text
R3 = 510 Ω
C1, C3 = 100 nF ceramic
C2 = 50 μF/10 V
D1 = BZ 2V7
T1 = BC107 (BC170, BC171, BC172)
T2 = BD135 sau BC107 (vezi text)
I.C. = MMC3166

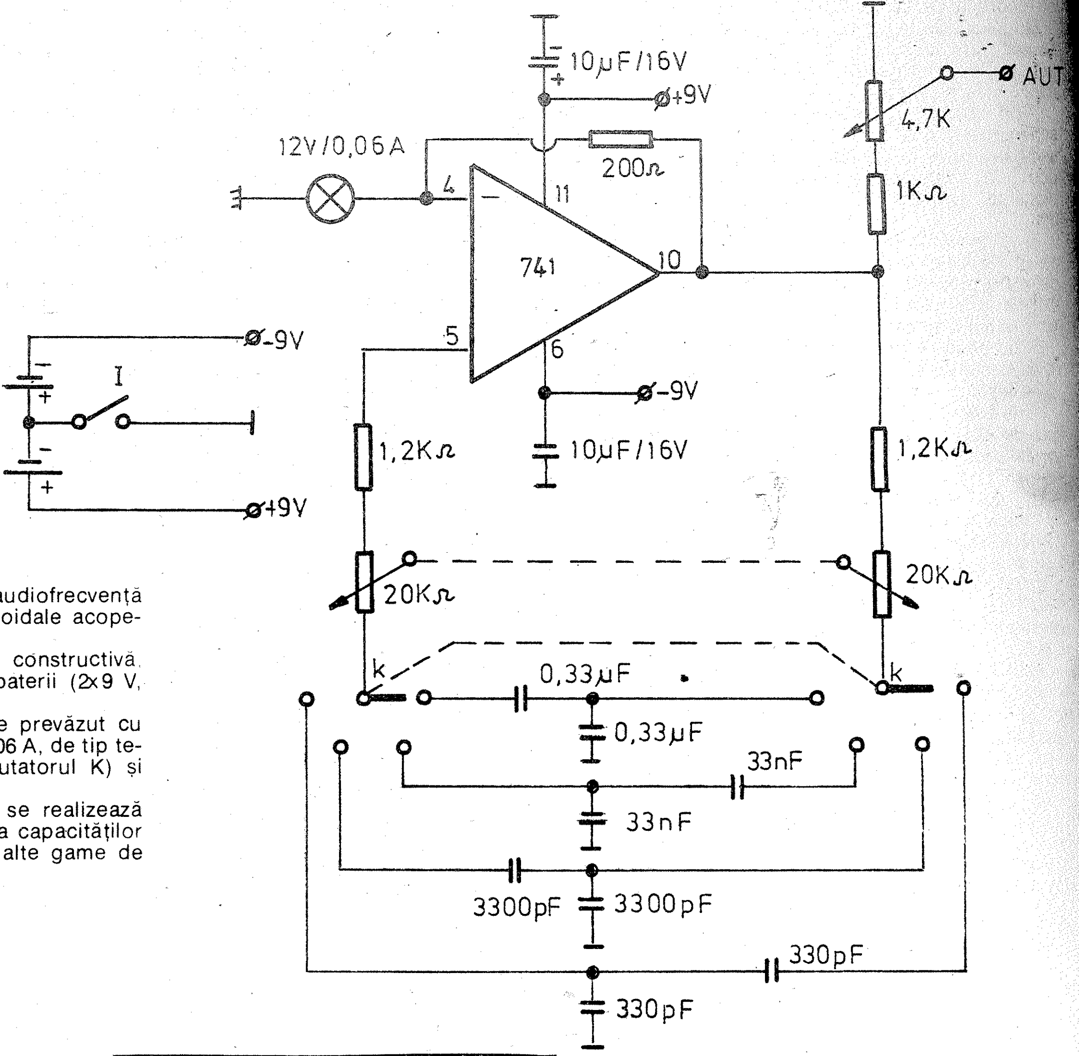
3



4



GENERATOR DE SEMNAL SINUSOIDAL



Pentru testarea amplificatoarelor de audiofrecvență este necesar un generator de semnale sinusoidale acoperind o plajă de frecvențe între 20—100 000 Hz.

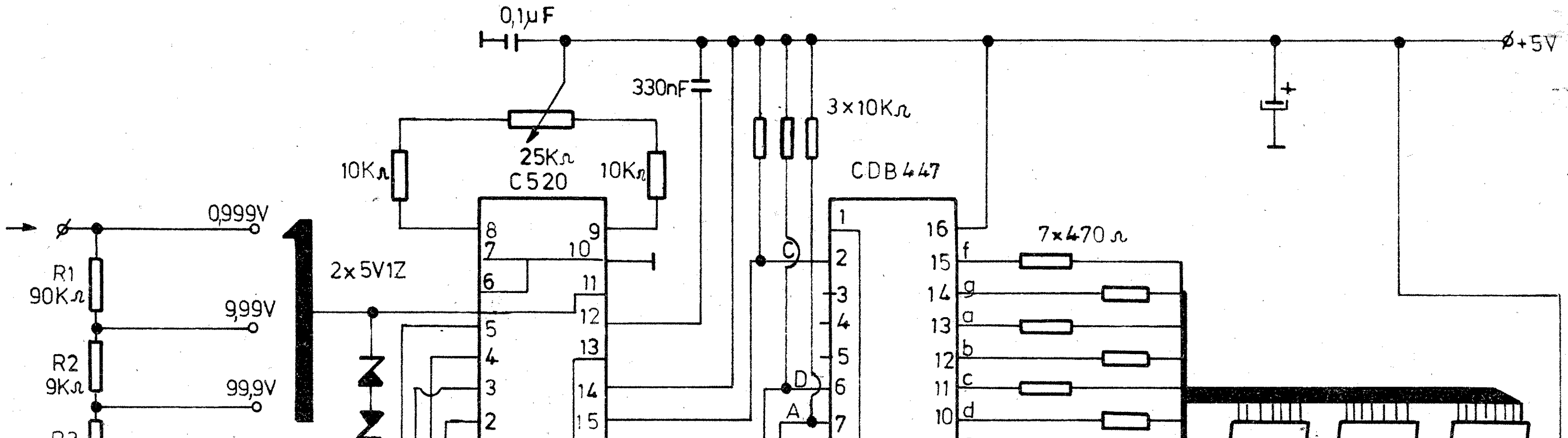
Generatorul prezentat, prin simplitatea sa constructivă, merită să fie realizat avînd o alimentare la baterii (2x9 V, consum 5 mA).

Amplificatorul operațional 741 (figura) este prevăzut cu o buclă fixă de reacție 200 Ω, un bec (12 V/0,06 A, de tip telefonic) și o buclă reglabilă în trepte (comutatorul K) și continuu cu potențiometrul 2x20 kΩ.

Reglajul amplitudinii semnalului de ieșire se realizează cu potențiometrul de 4,7 kΩ. Prin modificarea capacităților montate pe comutatorul K se pot obține și alte game de frecvențe.

Pagini realizate de ing. SERGIU FLORICA

VOLTMETRU ELECTRONIC CU AFIŞAJ DIGITAL



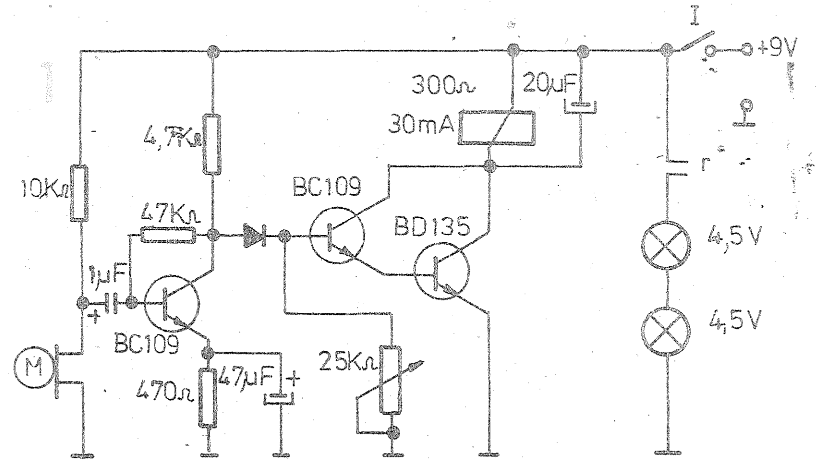
Voltmetrul electronic (fig. 1) utilizează circuitul integrat C520 (convertor analog-digital) afișînd trei digiți. Domeniile de măsurare (cu divizorul de tensiune) sînt:

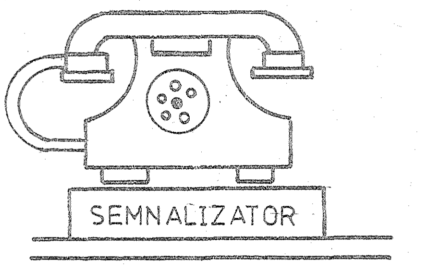
1 — 0—0,999 V
2 — 0—9,99 V
3 — 0—99,9 V

SEMNALIZATOR OPTIC

Sesizorul acustic (un microfon cu electret) se montează sub aparatul telefonic fără a avea legături electrice cu acesta.

În momentul cînd sună cineva la telefon, semnalul acustic este captat de microfon (fig. 1), amplificat de primul tranzistor BC109 şi aplicat unui releu electronic de curent continuu format din două tranzistoare BC109 şi BD139 montate într-un montaj Darlington. Releul R (300 Ω/30 mA) prin contactul normal deschis r alimentează două becuri de lanternă (4,5 V) montate în două încăperi sesizînd astfel apelul telefonic.





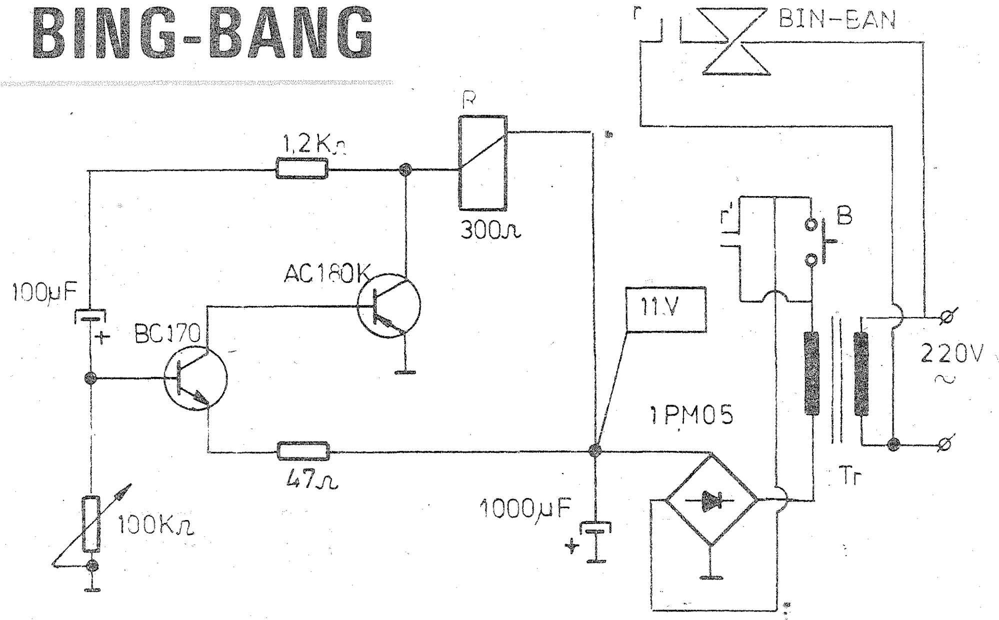
Alimentarea montajului se face de la două baterii de 4,5 V, consumul în repaus fiind de cca 5 mA.

Construcţia se va introduce într-o casetă pe care se aşază aparatul telefonic (fig. 2).

MONTAREA SONERIEI BING-BANG

Acest tip de sonerie se alimentează direct la tensiunea reţelei de 220 V care apare şi pe contactele butonului de acţionare.

Montajul propus utilizează transformatorul anterior al soneriei, instalaţia lui de comandă şi alimentare la care se ataşează un releu electronic (figura). La apăsarea pe butonul B, se aplică o tensiune redresată de cca 11 V pe releul de timp, tensiune care încarcă condensatorul de 100 µF. În funcţie de valoarea fixată cu potenţiometrul de 100 kΩ se stabileşte timpul t cît va rămîne atras releul R care prin contactul r alimentează soneria bing-bang.



Tensiunea de curent continuu se aplică prin divizorul R1, R2, R3 pe pinul 11 al circuitului C520. Valoarea maximă a semnalului de intrare este limitată de cele două diode Zenner montate pe intrarea circuitului, circuit care pe lîngă conversia analog digitală a semnalului asigură şi patru semnale A,B,C,D, de comandă binară a circuitului CDB447 (decodificator pentru afişoare cu 7 segmente) şi semnalul de demultiplexare a afişoarelor prin comanda a trei tranzistoare PNP (BC178). Frecvenţa semnalului de demultiplexare este asigurată în valoarea prescrisă circuitului C520 printr-un condensator de 330 nF.

Secvenţa de citire este dată de cele trei tranzistoare comandate de semnalul de demultiplexare.

Reglajul voltmetrului electronic se face cu ajutorul celor două potenţiometre semireglabile, scurtcircuitînd pentru început intrarea (pinul 11), obţinîndu-se cifra „0" pe cele trei afişoare.

Se aplică o tensiune de valoare cunoscută pentru treapta întîia de măsurare şi se acţionează asupra potenţiometrului legat la pinul 13 pentru a apărea valoarea reală pe scală digitală a tensiunii aplicate.

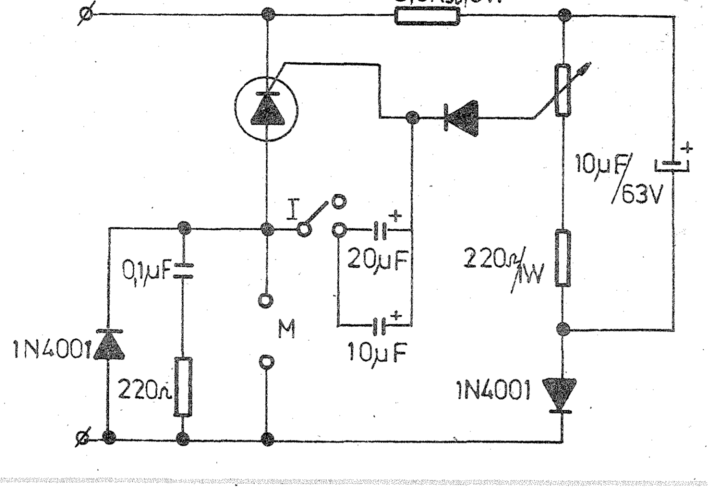
Montajul este alimentat la o tensiune de 5 V avînd un consum total de cca 650 mA. Pe scală pot apărea semnale „]" dacă este depăşit domeniul de măsurare.

REGULATOR DE TURAŢIE PENTRU MAŞINILE DE GĂURIT

Maşinile electrice de găurit de producţie mai veche nu sînt prevăzute cu regulatoare electronice de turaţie, ceea ce conduce la un proces de aşchiere neeconomic şi la o uzură rapidă a spiralelor.

Principiul este binecunoscut şi constă în utilizarea unui tiristor căruia i se comandă în impulsuri timpul de deschidere, respectiv de „umplere" a semiperioadei de curent alternativ ce trece prin el.

Această modificare a duratei de conducţie se face cu ajutorul potenţiometrului de 1 kΩ/2 W. Se recomandă a se utiliza maşini electrice de găurit care au o demultiplicare mecanică. Pentru a obţine două trepte deosebite de viteză (cu variaţie fină din potenţiometrul de 1 kΩ) se poate monta un comutator pentru a introduce un al doilea condensator electrolitic în circuit.



AMPLIFICATORUL OPERAȚIONAL DE TRANSCONDUCTANȚĂ 3080

AURELIAN LĂZĂROIU
CĂTĂLIN LĂZĂROIU — Y03FVR

Este cunoscut interesul tinerilor electroniști amatori pentru procesarea semnalelor provenite de la instrumentele muzicale, în special de la chitară, în scopul obținerii unor noi modalități expresive, prin îmbogățirea gamei de sonortități. Cei preocupați de realizările industriale în domeniu, își amintesc probabil de două dintre acestea, cunoscute sub denumirile Mu-trow phaser (Mușitronics) și Korg-multo. În schemele acestora, se folosesc ca elemente principale, amplificatoarele operaționale de transconductanță. Aria de aplicabilitate a acestora este însă mult mai largă, ele fiind întîlnite în sintetizoare, codecuri, în sistemele electronice de control ale unor copiatoare etc. De aceea, am considerat utilă prezentarea generală a acestui amplificator operațional de tip special, cu atît mai mult cu cît el este produs și în țară. Aplicațiile practice din articol constau în cîteva scheme simple, dintre care două se adresează în mod special tinerilor electroniști... chitariști.

Amplificatorul operațional de transconductanță este un amplificator operațional prevăzut cu o intrare de control/programare (ABI) a parametrilor. Prin intermediul unui rezistor extern care controlează curentul acestei intrări, este posibilă modificarea în limite a parametrilor de intrare, transfer și consum, respectiv a curentului de intrare Ib, a conductanței de transfer gm (transconductanța), a consumului de curent Ic; de asemenea, se modifică viteza de urmărire, lățimea de bandă, curentul de ieșire și rezistența de ieșire. Această caracteristică permite folosirea amplificatorului operațional de transconductanță în aplicații specifice sau face posibilă adaptarea acestuia la anumite necesități. O particularitate a acestui amplificator operațional, de care trebuie să se țină seama în aplicațiile practice, este impedanța de ieșire de valoare ridicată ceea ce impune folosirea unor rezistențe de sarcină mari, realizate cu repetoare, FET-uri, amplificatoare operaționale Bi-MOS etc.

Cel mai cunoscut amplificator operațional de transconductanță este circuitul integrat CA3080 produs de compania americană RCA. Acest circuit integrat a constituit modelul de referință pentru ROB3080, produs de ICCE. Deoarece schema internă a acestor circuite integrate este simplă și permite o rapidă înțelegere a modului de funcționare a amplificatorului operațional de transconductanță, am considerat utilă prezentarea acesteia în figura 1. În partea dreaptă a acestei figuri este indicată configurația terminalelor, corespunzătoare capsulelor de tip MP—48, TO—99 și TO—116. Semnificația abrevierilor este următoarea: II, NI = intrare inversoare, respectiv neinversoare; ABI = intrare de polarizare a amplificatorului; OUT = ieșire; +V, −V = alimentare; NC = neconectat.

Înainte de a trece la aplicații, prezentăm mai jos caracteristicile electrice ale circuitului integrat 3080.

Tensiunea de alimentare	±2 V...±15 V (max. ±18 V)
Tensiunea de intrare pe mod diferențial	max. ±5 V
Curentul de semnal la intrare	max. 1 mA
Curentul de polarizare a amplificatorului	max. 2 mA
Durata de scurtcircuit la ieșire fără deteriorarea dispozitivului:	indefinită
Tensiunea de decalaj la intrare	0,4...5 mV
Curent de decalaj la intrare	0,12...0,6 μA
Curent de polarizare la intrare	6 700...13 000 μA/V
Curent de vîrf la ieșire	350...650 μA
Coeficient de temperatură al tensiunii de decalaj la intrare	8 μV/°C
Banda de frecvență	2 MHz
Viteza de urmărire	50 V/μsec
Rejecția pe mod comun	80...110 dB
Rezistența de intrare	10...26 kΩ
Rezistența de ieșire	15 MΩ
Curent de alimentare	0,8...1,2 mA
Putere disipată	24...36 mW

Precizăm că valoarea curentului de polarizare a amplificatorului este cuprinsă, în general, între 5...500 μA, iar parametrii indicați mai sus corespund ultimei valori (aproximativ).

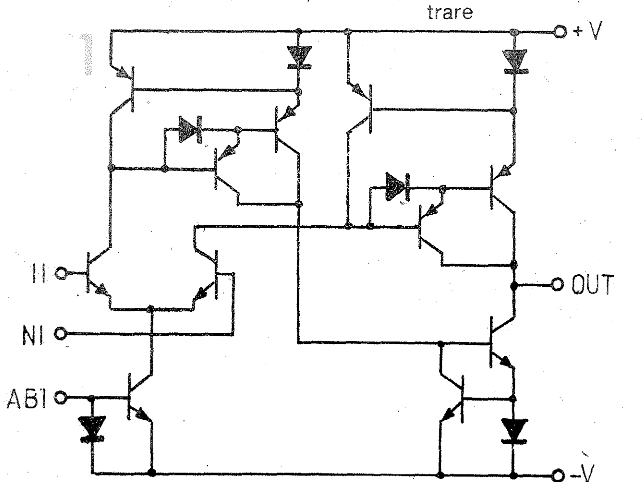
În finalul acestei scurte prezentări, menționăm că notarea acestui circuit integrat în scheme se face fie prin codul de marcare, de exemplu, CA3080, ROB3080, fie prin inițialele OTA, de la denumirea în limba engleză — Operational Transconductance Amplifier.

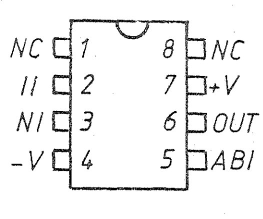
Printre aplicațiile tipice ale amplificatoarelor operaționale de transconductanță se numără amplificatoarele cu cîștig controlat, multiplexoarele analogice, multiplicatoarele, amplificatoarele de eșantionare și stocare, comparatoarele, repetoarele de tensiune rapide. În cele ce urmează, ne-am propus să prezentăm cîteva montaje foarte simple, imaginate și experimentate de noi, în scopul familiarizării începătorilor cu modul de funcționare al acestui circuit integrat. Totodată, aceste montaje simple constituie modalități rapide pentru testarea circuitelor integrate 3080, în vederea folosirii lor în scheme mai complexe.

Înainte de a trece la prezentarea propriu-zisă a aplicațiilor, menționăm că în montajele de mai jos am folosit circuitul integrat ROB3080, iar notațiile terminalelor corespund capsulelor MP-48 și TO-99.

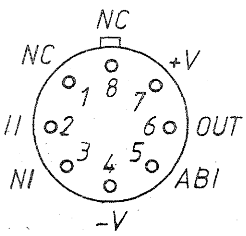
Primele trei montaje simple sînt cunoscute în literatură sub prescurtările VCA, VCF și VCO, adică amplificator, filtru sau oscilator, controlate în tensiune. Pentru ca experimentele să fie mai convingătoare, celor trei montaje propuse le-am adăugat un generator de zgomot, făcînd posibilă astfel imitarea electronică a unor zgomote din natură.

O atenție deosebită am acordat și modurilor de control al circuitului integrat 3080, pentru ca în cunoștință de cauză, să se opteze pentru cel mai adecvat unei aplicații date. Precizăm că, VCA, VCF, VCO, generatorul de zgomot și generatorul de anvelopă (cel care produce tensiunile de control pentru VCA), constituie blocuri funcționale principale în structura oricărui sintetizor de sunete. De aceea, considerăm că montajele de mai jos, pot fi considerate și ca mijloace utile de inițiere în sinteza sunetelor.

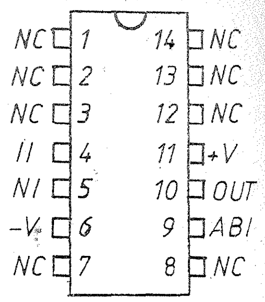




MP-48



TO-99



TO-116

În figura 2 este prezentat amplificatorul controlat în tensiune care în afară de circuitul integrat ROB3080 mai cuprinde un divizor de intrare și un divizor-formator de ieșire. În această configurație, circuitul integrat 3080 nu are nevoie de repetor la ieșire, dar este obligatorie conectarea unei rezistențe între ieșirea sa și masă. Condensatorul C2, schimbă culoarea spectrală și implicit timbrul sunetului perceput. Dacă la intrarea acestui amplificator reglabil se aplică semnal de la generatorul de zgomot alb din figura 3 și se controlează prin intermediul circuitului din figura 4a, se constată că, prin rotirea cursorului potențiometrului P1, se reglează nivelul semnalului într-un domeniu de peste 60 dB, ceea ce, perceptual înseamnă de la o valoare maximă pînă la disipația totală. Nivelul maxim corespunde situației în care cursorul se află la masă, iar atenuarea maximă corespunde unei poziții a cursorului spre −12 V. Înlocuind circuitul de control cu cel din figura 4b, se contureză noi modalități interesante de generare a sunetelor. În primul rînd se „normalizează" modul de control, în sensul că, acesta se realizează cu tensiune pozitivă, iar creșterii acesteia (obținută prin rotirea cursorului potențiometrului P2, cu comutatorul în poziția A), îi corespunde creșterea amplitudinii semnalului de ieșire. Trecînd comutatorul în poziția B, amplificatorul controlat în tensiune poate fi folosit pentru simularea unor zgomote ca de exemplu cel produs de locomotivă, de arme (împușcături) sau de instrumente de percuție.

Cum realizează acest montaj simplu, simularea unor sunete/zgomote? „Amprenta" sonoră a acestora constă în esență din două caracteristici specifice, spectrul semnalului și evoluția sa în timp (anvelopa). Aceasta din urmă poate fi simulată prin intermediul amplificatorului controlat în tensiune. Deci, aplicînd la intrare zgomot alb și apăsînd periodic întrerupătorul K, se obțin diverse sonorități controlabile prin capacitățile C1 (din generatorul de zgomot) și C2 (de la ieșirea VCA), care modifică spectrul semnalului, dar și prin capacitatea C3 (din figura 4b), care determină timpul de cădere exponențială a anvelopei. Dacă semnalul de zgomot alb se înlocuiește cu un semnal sinusoidal cu frecvență de 200...2 000 Hz și amplitudine convenabilă, se pot simula sunetele produse prin atingerea coardelor instrumentelor muzicale. Efecte interesante se pot obține și prin folosirea semnalului produs de generatorul de funcțiuni din figura 6, după o divizare corespunzătoare la ieșirea acestuia. În acest sens, trebuie arătat că, timbrul perceput depinde și de amplitudinea semnalului la intrarea amplificatorului controlat. La semnale mari, amplificatorul intră în regim de limitare, transformînd orice formă de undă în impulsuri dreptunghiulare, cu implicații spectrale esențiale. O simulare mai corectă a sunetelor/zgomotelor presupune generarea unor tranșe sonore periodice, care se pot obține prin conectarea intrării de control a VCA la ieșirea de semnal a VCO din figura 6, prin intermediul unei diode de selectare a polarității și înlocuirea lui C5 cu un condensator de 470...680 nF. Menționăm că, modurile de generare a anvelopei indicate mai sus, caracterizate printr-un front de deschidere abrupt/rapid, urmat de o descreștere exponențială este totuși cel mai simplist.

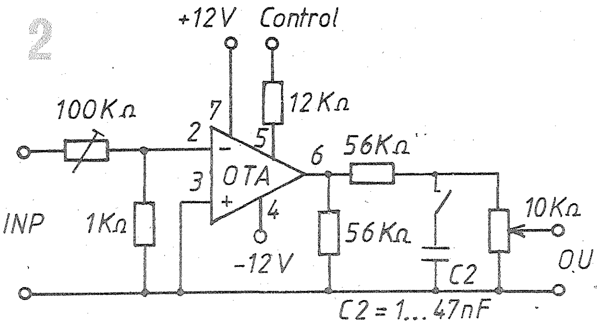
Filtrul comandat în tensiune — VCF — prezentat în figura 5, este de fapt un integrator cu constantă de timp controlată, al cărui răspuns în frecvență este asemănător unui filtru trece-jos elementar. Aplicînd la intrarea acestui filtru semnal de la generatorul de zgomot alb și folosind unul dintre modurile de control din figura 4, se pot obține imitații ale zgomotelor produse de vînt sau de valurile mării, în funcție de valoarea condensatorului de intrare C4, cuprinsă între 1...3,3 nF.

În figura 6 este prezentat un generator de funcții — triunghiulare T și dreptunghiulare D — realizat după o schemă clasică cu amplificatoarele operaționale CI1 și CI2 în configurație de integrator, respectiv comparator. La aceste generatoare, frecvența semnalelor poate fi modificată printr-o rezistență variabilă conectată între ieșirea CI2 și intrarea inversoare a CI1. În montajul propus de noi, rolul acestei rezistențe variabile este preluat de circuitul integrat 3080. În acest fel, este posibilă modificarea frecvenței semnalelor generate într-un dome-

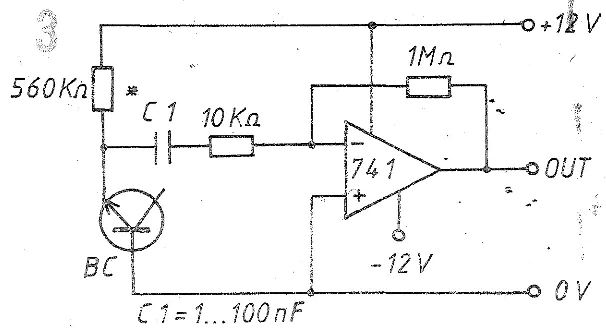
niu de peste 4 octave, prin intermediul amplificatorului operațional de transconductanță, controlat prin oricare dintre circuitele din figura 4. Dacă generatorul este controlat prin intermediul circuitului din figura 4b, cu comutatorul în poziția B, se pot obține imitații ale sunetelor diferitelor tipuri de sirenă, în funcție de valoarea condensatoarelor C5 (2,2 nF...47 nF) și C3 (din figura 4), precum și de forma de undă a semnalului (triunghiular sau dreptunghiular). Pentru funcționarea optimă a acestui generator, se recomandă alimentarea de la sursă dublă cu tensiunea de ±7 V.

Pornind de la aceste montaje simple, se pot imagina și alte scheme pentru procesarea semnalelor provenite de la instrumente muzicale (de obicei, chitară), în

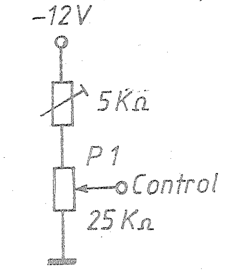
2



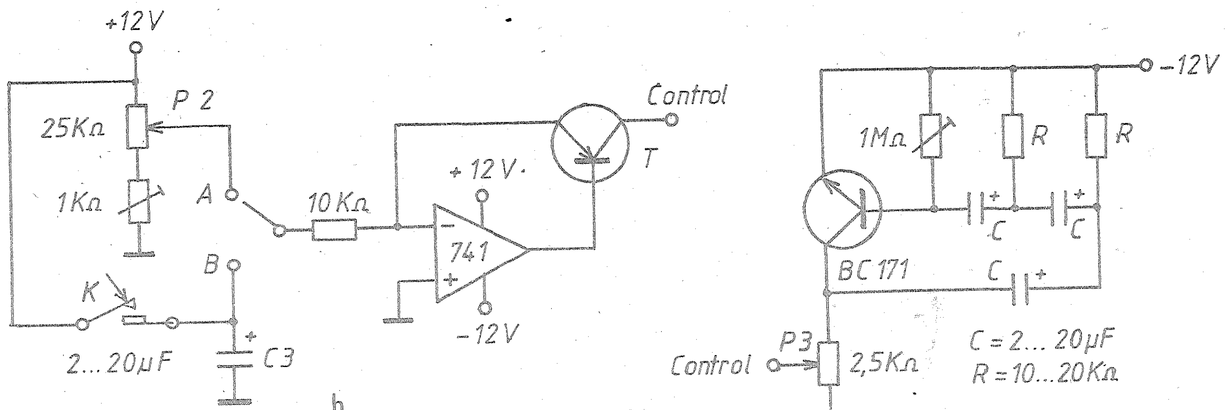
3



4

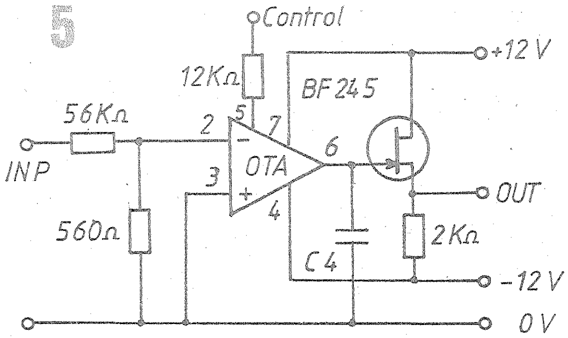


a

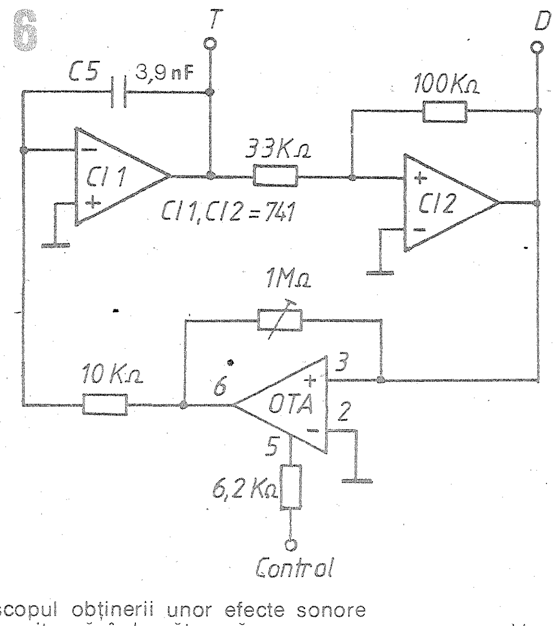


b c

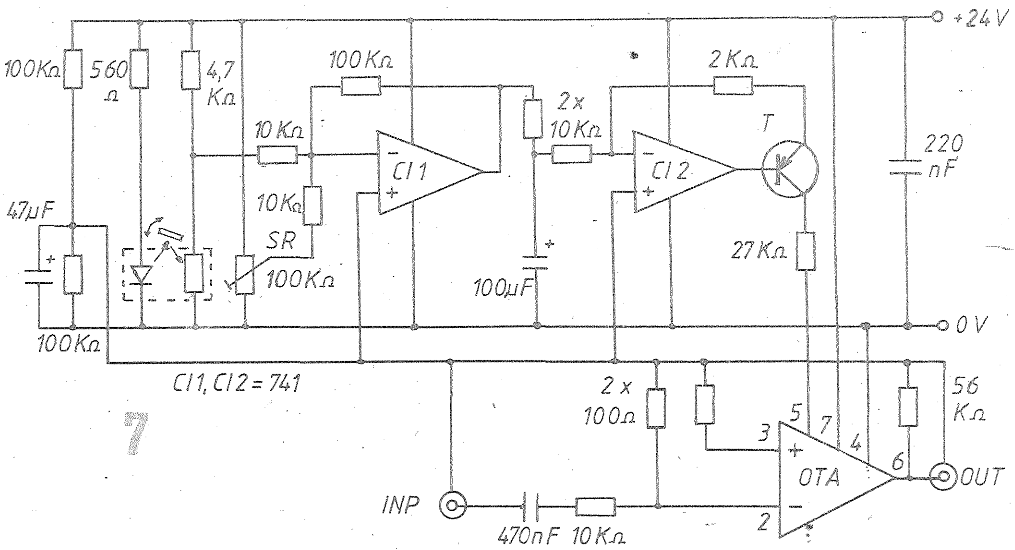
5



6



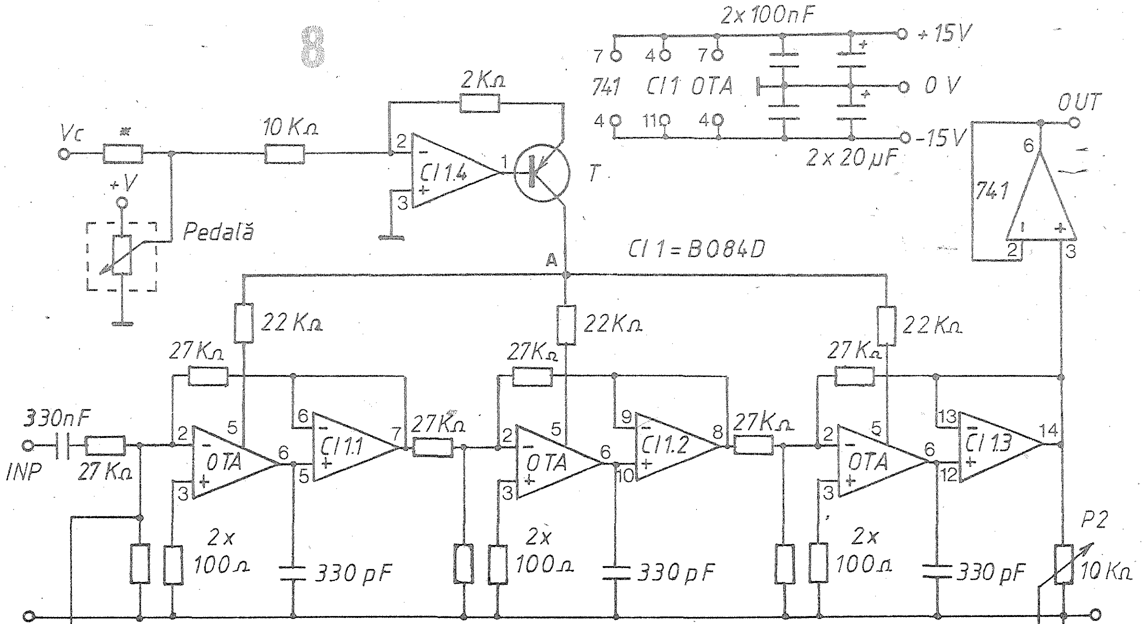
7



scopul obținerii unor efecte sonore menite să îmbogățească gama modulațiilor expresive. Așa de exemplu, montajul din figura 2, care este de fapt un modulator de amplitudine, poate că fie controlat de un generator sinusoidal de frecvență foarte joasă (ca cel din figura 4c), pentru producerea efectului de tremolovariație periodică a intensității sonore a semnalului modulat. (A nu se confunda cu efectul vibrato care presupune, în primul rînd, o variație periodică a frecvenței semnalului modulat). Efectul tremolo este o modalitate curentă de procesare simplă a semnalelor provenite de la chitară. Dacă modulația se face prin intermediul circuitelor din figura 4a,b în care potențiometrele P1 și P2 sînt de tip pedală, chitaristul poate interveni în timpul interpretării, modificînd anvelopa semnalului după dorință. Aplicînd o anvelopă artificială, a cărei importanță a fost subliniată anterior, se obțin sonorități inedite. Un montaj complet de modulator de amplitudine, cunoscut și sub denumirea de potențiometru „electronic", este prezentat în figura 7. Controlul se face tot prin intermediul unei pedale, dar care nu mai acționează un potențiometru — componentă mecanică supusă uzurii și generatoare de perturbații electrice datorate contactelor imperfecte. Aici, pedala modifică cuplajul optic între un LED și un fotorezistor, prin intermediul unei suprafețe reflectante mobile. La schimbarea unghiului acestui reflector față de cele două dispozitive optoelectronice, se obține o tensiune variabilă care prin intermediul CI1, CI2 și al tranzistorului T este „compatibilizată" cu intrarea de control în curent a circuitului integrat 3080. Pedala propriu-zisă, realizată dintr-o placă metalică sau de material plastic, are pe

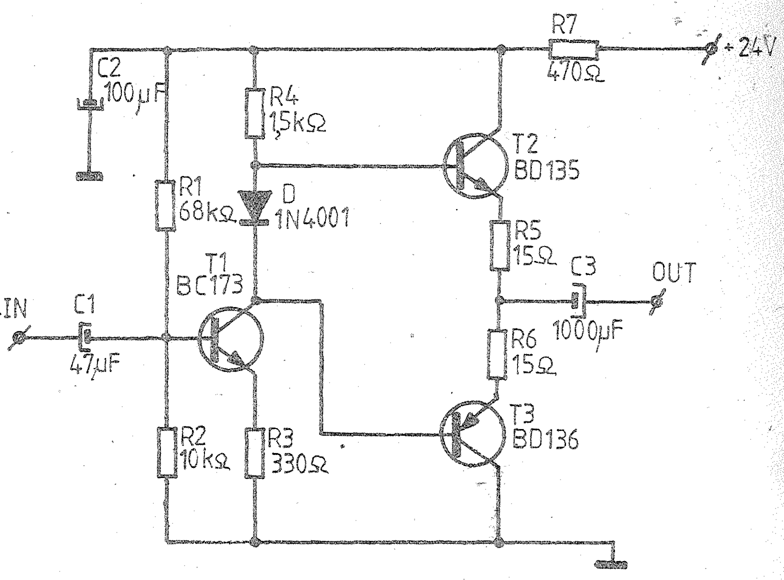
(CONTINUARE ÎN PAG. 20)

8



AMPLIFICATOR DE CASCĂ

Amplificatorul din figură este conceput pentru audiția în căști a unui program muzical. Semnalul de intrare se culege de la ieșirea corectorului de ton dintr-un amplificator obișnuit, amplitudinea fiind de aproximativ 75—100 mV. Înaintea condensatorului de intrare poate fi eventual prevăzut un potențiometru de volum cu valoarea de 22 kΩ. Semnalul este injectat în baza tranzistorului T1, a cărui polarizare este asigurată de către rezistențele R1 și R2. Tranzistorul T1 este de tip BC173 sau oricare alt tip echivalent. Curentul de emitor este fixat de către rezistența R3 = 330 Ω. Cîștigul în tensiune al acestui prim etaj este dictat de către raportul $R4/R3 = \frac{1500}{330} \simeq 4,5$. Dioda D = 1N4001 asigură decalajul în tensiune între bazele tranzistoarelor etajului final de tip push-pull, realizat cu o pereche complementară T2 = BD135, T3 = BD136. Rezistențele R5 = R6 = 15 Ω asigură stabilitatea termică. Tensiunea de alimentare, de preferință stabilizată are valoarea de +24 V. Impedanța de sarcină poate coborî pînă la 8 Ω, obținîndu-se o putere de circa 30 mW.



GENERATOR DE IMPULSURI LUMINOASE

Generatorul de impulsuri luminoase prezentat, folosește circuitul integrat U175 M (sau U176 M) a cărui capsulă este prezentată în figura 1.

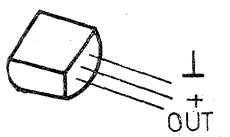
Cea mai simplă aplicație este cea din figura 2 unde, folosind o tensiune U = +5 V se poate comanda direct un LED.

În figura 3 prezentăm o aplicație utilă automobiliștilor, care o pot folosi pe post de lampă de semnalizare a avariei.

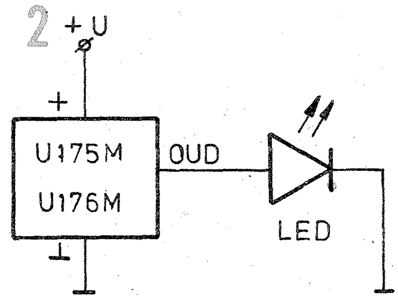
Piesele folosite sînt: L = bec auto 2 W/12 V, T = BD239 cu radiator, R1 = 1 kΩ, R2 = 10 kΩ, U = +12 V.

Date tehnice:
Tensiune de alimentare: U = 5—12 V
Curent de ieșire maxim: 50 mA
Frecvența impulsurilor:
U175 M = 1,3—5,2 Hz
U176 M = 0,3—1,3 Hz

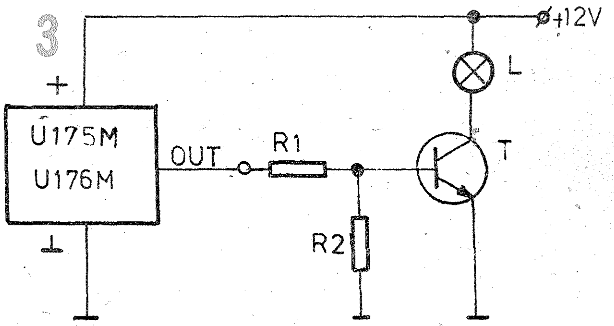
1



2



3

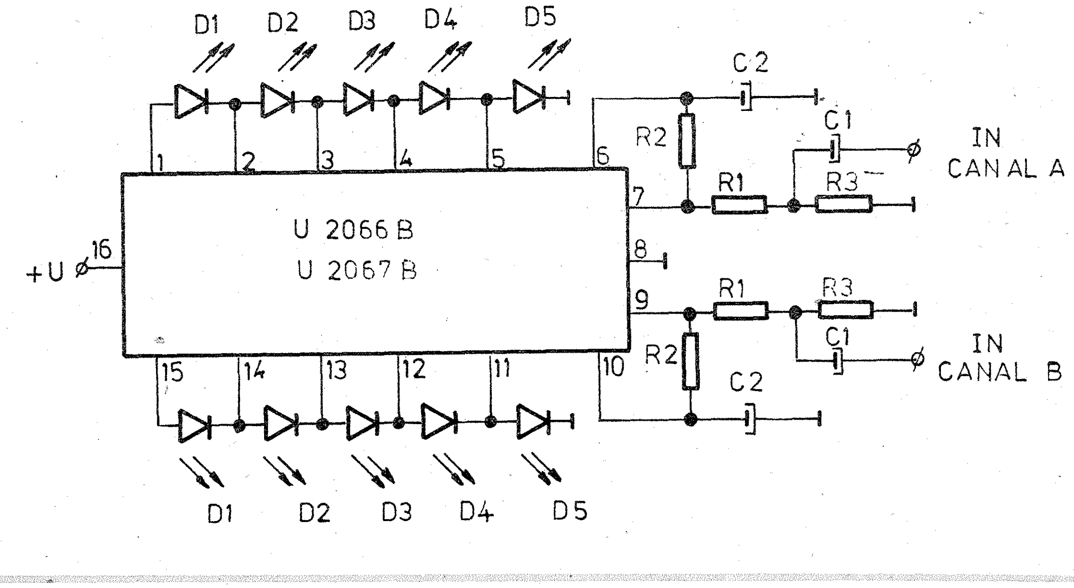


VU-METRU STEREO

Ing. DRAGOȘ MARINESCU

Acest VU-metru stereo folosește un circuit integrat specializat U2066B sau U2067B.

Date tehnice:
Tensiunea U = 7—18 V
Curentul prin LED-uri: 15 mA
Consumul cip-ului: 40 mA
Caracteristica de ieșire: logaritmică, cu nivelele: U2066B: 5 dB—5 dB—3 dB—3 dB
U2067B: 2 dB—2 dB—2 dB—2 dB
Valori componente: D1—D5 = LED-uri
R1, R3 = 1 kΩ, RPM3050
R2 = 10 kΩ, RPM3050
C1, C2 = 10 µF/35 V tantal



RIDICĂTOARE DE TENSIUNE

GEORGE D. OPRESCU

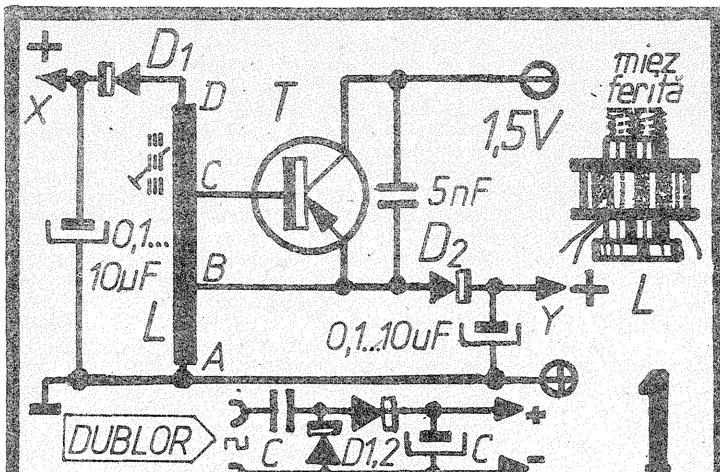
Pornindu-se de la tensiunea redusă a unui singur element galvanic sau acumulator, prin diverse montaje electronice, tensiunea poate fi indicată la o valoare mai mare. Pentru aceasta, între pila de alimentare și montajul de alimentat cu tensiune mai mare, se intercalează un montaj electronic denumit „transverter", un oscilator cu tranzistoare, care înlocuiește ridicătorul de tensiune cu vibrator electromagnetic, folosit pe timpuri la alimentarea aparatelor de radio pentru automobile. Funcție de necesitățile de putere cerute de aparatura de alimentat, schemele transverterelor pot fi foarte diferite, adaptate optim scopului. Astfel transverterul din figura 1 poate alimenta aparatură de măsură și control, de exemplu poate da o tensiune înaltă necesară unui măsurător de izolație (MEGGER). Alte aplicații ale sale sînt: la contoare GEIGER-MULLER, camere de ionizare, radioreceptoare de buzunar, polarizare xerox, blitz-uri electronice, tuburi mici fluorescente, beculețe indicatoare cu neon și multe altele, de puteri sub 1...5 W. Se utilizează ca și în toate construcțiile care urmează, numai tranzistoare cu germaniu, de exemplu AC 180, care pot fi legate mai multe în paralel pentru mărirea puterii și în mod obligatoriu fixate pe mici radiatoare „steguleț" din aluminiu de 1 mm grosime și 10 mm lățime, sau tranzistoare de putere AD sau ASZ cu orice serie. În cazul tranzistoarelor NPN se branșează invers sensul pilei de alimentare și electroliticul plasat în paralel pe sursă. Montajul funcționează ca un blocking generator, prin cuplaj foarte strîns, care duce la tăierea tensiunii de alimentare cu o frecvență de recepție de ordinul cîtorva zeci de kilohertzi. Oscilatorul fiind realizat pe un miez de ferită, randamentul e bun în acest domeniu și depășește 70%. Bobina L se realizează pe o carcasă din plastic sau hîrtie rulată și lipită (pe un miez de ferită) cu diametrul între 6 și 10 mm și lungimea 20 mm. Porțiunea A-B numără 70 de spire, bobinate cu sîrmă emailată de 0,25÷0,3 mm. Porțiunea B-C numără în continuare încă 100 de spire, cu sîrmă de 0,15÷0,2 mm. Bobinajul ridicător de tensiune, bobinat în același sens, în continuare C-D, va avea cîte 200 de spire pentru fiecare 30 de volți; dacă se doresc 300 volți, numărul total va fi de 2 000 spire. Acest bobinaj se va face însă în straturi izolate cu foiță parafinată de condensator pentru micșorarea capacității dintre spire și mărirea gradului de izolație. Pentru redresarea unor tensiuni înalte, la o intensitate de cîțiva miliamperi se pot utiliza două-patru diode subminiatură 1N4148 înseriate; pentru tensiuni mai joase și intensități mai mari de 100 mA, se pot branșa în paralel două sau mai multe asemenea diode. Bineînțeles, folosirea diodelor 1N4001÷4007, sau altele echivalente, este de dorit, aceasta pentru borna „X" unde se obține înaltă tensiune. Dar și la borna „Y" se obține o tensiune destul de mare, de peste 20 volți, la un consum posibil de cîteva zeci de miliamperi. Pentru tensiuni mai mici, fie se bobinează un secundar separat, fie se fac prize intermediare în spațiul bobinajului A-B. Ca la orice montaj de transverter, se impune însă confecționarea unei casete metalice, preferabil din tablă de fier zincat, pentru ca montajul să nu radieze perturbații electromagnetice pentru aparatura sensibilă din apropiere. Cu rezultate mai bune, bobina poate fi realizată pe o oală de ferită sau pe un miez E+I tot din ferită. Cu miez din tole de ferrosiliciu, randamentul este foarte scăzut. Alimentarea poate fi asigurată pentru aparatură cu consum redus, de la o pilă tip R6.

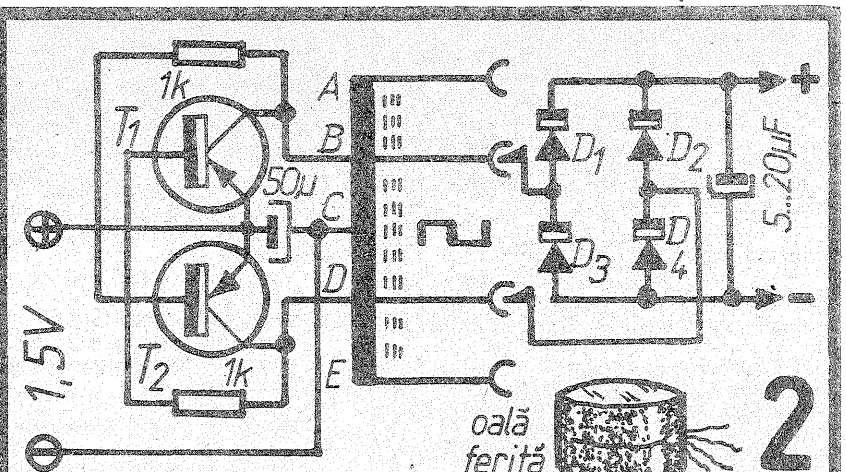
În figura 2, montajul de transverter este un autooscilator simetric, tot pe o frecvență ultrasonoră, folosind un miez E+I sau o oală de ferită echivalentă ca suprafață a miezului de 10...15 mm diametru. Fiecare secțiune a bobinajului are cîte 30 de spire, bobinate cu conductor emailat de 0,25 mm diametru. Reacția oscilatorului simetric se face chiar prin rezistoarele de polarizare a bazelor. În caz că se lucrează cu o tensiune de alimentare mai mare, de 2...2,4 V, rezistoarele vor avea valoarea schimbată spre 3 kiloohmi. Puntea de redresare care poate fi alcătuită cu patru diode subminiatură, livrează dacă e branșată între bornele B și D, o tensiune de 3 V; iar la branșarea între A și E, circa 6 V. Pentru tensiuni mai mari, fie se adaugă bobinaje în plus, fie se majorează de la bun început proporțional porțiunile A-B și D-E, fie în caz că sîrma nu poate încăpea în spațiul de bobinat, se adoptă o schemă cu dublare de tensiune cu două diode.

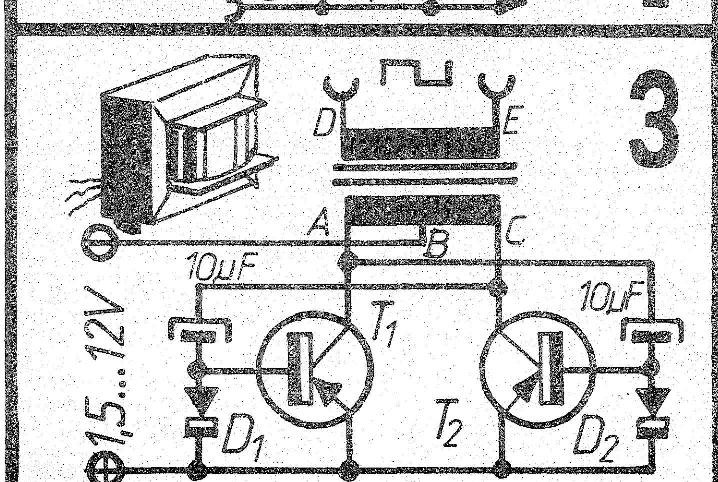
Montajul din figura 3 poate fi realizat atît pe un miez de ferită în formă de E+I, cu secțiunea de 1...2 cm², fie pe un miez echivalent de tole de permalloy, mumetal sau ferrosiliciu cu tole, nu mai groase de 0,2 mm. Primarul numără în toate cazurile 2x40 spire, iar secundarul va fi diferit ca număr de spire, funcție de tensiunea de alimentare. Astfel, pentru 1,2 V, secundarul va avea 15 spire/V; la 1,5 V circa 12 spire/V; la 6 V circa 6 spire/V; iar la 12 V circa 3 spire/V. E un montaj ideal, care autopolarizează tranzistoarele prin diodele D1 și D2. Reacția este asigurată în schemă multivibrator, prin condensatoare de 10 microfarazi; frecvența de lucru e de circa 5 kHz. Primarul transformatorului se va bobina, funcție de puterea ce se dorește. Astfel pentru puteri sub 1 W, convine sîrmă de 0,25...0,3 mm iar pentru o putere de circa 30 W cu alimentare la 12 V (acumulator de mașină), sîrmă de 1 mm diametru. Secundarul va avea sîrmă de 0,1 mm pentru tensiuni și puteri mici și sîrmă ajungînd la 0,15...0,2 mm pentru puteri mari, obținute de la un acumulator auto de 12 V, de exemplu, pentru iluminat fluorescent cu mai multe tuburi sau mașină de ras electrică cu motor universal. Este exclusă însă folosirea aparatelor de radio, magnetofoanelor și a altor aparate destinate utilizării la rețeaua de curent de 50 Hz. Partea foarte interesantă a montajului este reglarea automată a consumului din surse de alimentare, funcție de consumul aparaturii din sarcină. Astfel, la 12 V, unde randamentul este optim, montajul consumă fără sarcină doar 100 mA, la maximum de consum, de circa 30 W, consumul din acumulator atingînd 2 A. Bineînțeles, dacă restul montajelor prezentate anterior nu ridică problema răcirii tranzistoarelor, se impune ca acest montaj dacă va fi gîndit pentru 12 V, să aibă radiatoare de mari dimensiuni. Diodele pentru polarizare, în toate cazurile sînt cu germaniu, de orice tip, dar identice.

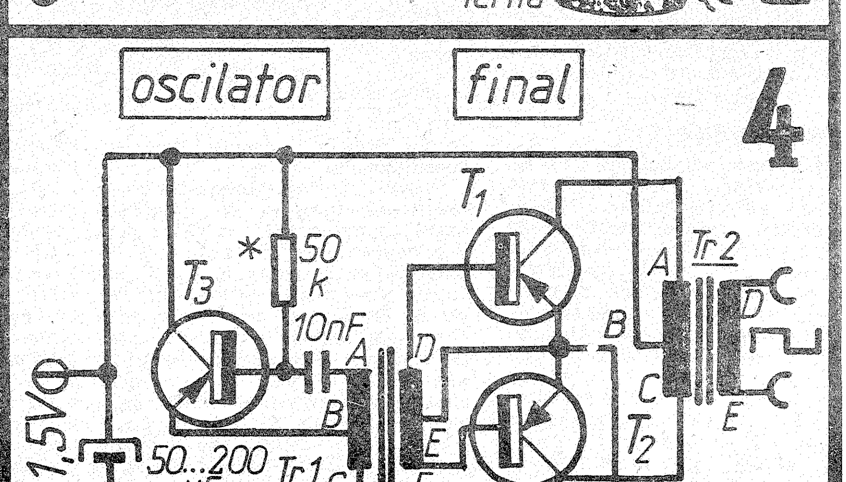
Ultimul montaj din figura 4, este destinat alimentării numai la 1,5 V cu un randament sporit, fiind alcătuit dintr-un autooscilator blocking cu cuplaj prin emitor și un etaj final. Transformatorul blocking Tr1 numără 2x100 spire, atît în primar cît și în secundar, cu sîrmă de 0,15...0,2 mm diametru, pe un miez de ferită sau ferrosiliciu cu secțiunea de 1 cm². Transformatorul Tr2 are de asemenea, un miez de 1 cm² și numără în primar 2x50 spire, cu sîrmă 0,25 mm. Secundarul, circa 15 spire/V. Se preferă tole cu fereastră mărită. Frecvența trebuie să fie de circa 5 kHz și se reglează din rezistorul de polarizare al lui T3.

În cazul montajelor de transvertere simetrice, tranzistoarele trebuie să aibă același factor de amplificare static. De asemenea, dacă la montajele alimentate cu tensiune foarte redusă condensatoarele electrolitice pot fi la tensiuni de 3...6 V, la tensiuni mai mari de alimentare, electroliticii trebuie să fie la tensiuni de funcționare mult mai mari, de 12...55 V. Aceeași situație și în privința condensatoarelor folosite la tensiuni mari: trebuie dimensionare corespunzătoare. În privința valorii condensatoarelor de filtraj pentru tensiunea redresată din frecvență ultrasonoră, ar ajunge și cîteva mii de picofarazi, care asigură o perfectă netezire a tensiunii redresate; dar o valoare în plus nu strică în acest caz. În domeniul audio, netezirea se obține cu capacități care ar fi insuficiente la redresoarele de la rețeaua de 50 Hz. Trebuie de asemenea, pentru a micșora riscul de raionare, ca miezurile transformatoarelor să fie rigidizate, eventual prin fierbere în parafină și să se folsească ecrane din fier.









INTERCONECTĂRI ÎNTRE VIDEORECORDERE ȘI RECEPTOARE DE TELEVIZIUNE

Ing. ȘERBAN NAICU

În vederea conectării videorecorderelor cu receptoarele (sau monitoarele) de televiziune se utilizează cabluri cu mufe destinate acestui scop. Întrucît legăturile la pinii mufelor (mamă) de pe videorecordere și receptoarele T.V., precum și la pinii mufelor (tată) de pe cablurile de legătură, ca și semnalele pe care aceste aparate le furnizează sau le primesc, sînt standardizate, este bine ca ele să fie cunoscute, pentru a nu se încerca legături întîmplătoare care pot conduce la deteriorarea acestor aparate.

Cerințele privind aceste interconectări în sistemul adoptat și la noi în țară (625 de linii și 50 Hz) sînt standardizate pe plan internațional prin publicația CEI 608 (1977) elaborată de către Comisia Electrotehnică Internațională.

Este recomandabil ca VCR-ul (Video Cassette Recorder) să fie alimentat printr-un transformator de izolare față de rețea și de asemenea dispozitivul de intrare sau de ieșire al receptorului să fie izolat de rețeaua de alimentare.

Semnalele video și de audiofrecvență furnizate de către receptor videorecorderului nu trebuie să fie în nici un caz afectate de reglajele de contrast, luminozitate, volum sau tonalitate ale receptorului.

În cele ce urmează, ne vom referi la conectorul circular de tip DIN cu 6 pini, utilizat cu bune rezultate pînă la frecvențe video de 6 MHz și audio de 15 kHz, prezentat în figură.

Prezentăm mai jos destinația pinilor acestui conector, precum și caracteristicile tensiunilor și semnalelor aplicate pe acești pini, în cele două moduri fundamentale de lucru (VCR-ul citește-receptorul TV utilizat ca monitor și VCR-ul înregistrează-receptorul TV utilizat ca sursă de semnal) atît pentru videorecorder cît și pentru receptorul de televiziune.

A. DATE REFERITOARE LA CONECTAREA VIDEORECORDERULUI

1. Videorecorderul citește

Pinul 1 Ieșire tensiune de comutare; tensiune de ieșire: +12 V printr-o diodă în serie.

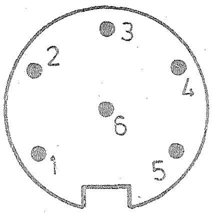
Pinul 2 Ieșire video:
— impedanță de ieșire: 75 Ω;
— semnal de ieșire: semnal de culoare compozit (complet) pozitiv (CVsS);
— tensiune de ieșire pe o sarcină de 75 Ω:
luminanță: 1 V_{vv} ± 3 dB VsS
0
crominanță PAL: 0,3 V_{vv} — 6 dB
0
crominanță SECAM: 0,160 V_{vv} — 6 dB
— tensiune continuă suprapusă pe 75 Ω între +2 V și −2 V.

Pinul 3 Ecran și retur comun

Pinul 4 Ieșire audio:
— impedanță de ieșire: ≤ 1 kΩ peste 20 Hz
— semnal de ieșire: o pistă audio
— nivel de ieșire pe o sarcină de 10 kΩ: ≥ 0,1 V_{ef} max. 2 V_{ef}.

Pinul 5 Ieșire tensiune de alimentare: tensiune de ieșire: +12 V printr-o diodă în serie.

Pinul 6 Ieșire audio suplimentară:
— impedanță de ieșire: ≤ 1 kΩ peste 20 Hz
— semnal de ieșire: două piste audio
— nivel de ieșire pe o sarcină de 10 KΩ: ≥ 0,1 V_{ef} max. 2 V_{ef}.



2. Videorecorderul înregistrează

Pinul 1 Ieșire tensiune de comutare: tensiune de ieșire: 0 V printr-o diodă în serie.

Pinul 2 Intrare video:
— impedanță de intrare: 75 Ω
— semnal de intrare: semnal de culoare compozit pozitiv (CVsS)
— tensiune de intrare:
luminanță: 1 V_{vv} ± 3 dB VsS
0
crominanță PAL: 0,3 V_{vv} − 20 dB
0
crominanță SECAM: 0,160 V_{vv} − 20 dB
— tensiune continuă suprapusă: între +2 V și −2 V.

Pinul 3 Ecran și retur comun.

Pinul 4 Intrare audio:
— impedanță de intrare: ≥ 10 kΩ peste 20 Hz
— semnal de intrare: o pistă audio
— nivel de intrare: ≥ 0,1 V_{ef} max. 2 V_{ef}.

Pinul 5 Ieșire tensiune de alimentare:
— tensiune de ieșire: +12 V printr-o diodă în serie.

Pinul 6 Intrare audio suplimentară:
— impedanță de intrare: ≥ 10 kΩ peste 20 Hz
— semnal de intrare: două piste audio
— nivel de intrare: ≥ 0,1 V_{ef} max. 2 V_{ef}.

În cazul sistemului SECAM, la acest pin se va aplica o tensiune continuă de comutare suprapusă peste semnalul audio printr-un rezistor serie mai mic de 500 KΩ, provenită de la circuitul de blocare a culorii din receptorul T.V. (această tensiune este de +12 V pentru color și 0 V pentru alb-negru).

B. DATE REFERITOARE LA CONECTAREA RECEPTORULUI DE TELEVIZIUNE

1. Receptorul T.V. utilizat ca monitor (videorecorderul citește)

Pinul 1 Intrare tensiune de comutare: tensiune de intrare: +12 V.

Pinul 2 Intrare video:
— impedanță de intrare: 75 Ω
— semnal de intrare: semnal de culoare compozit pozitiv (CVsS)
— tensiune de intrare:
luminanță: 1 V_{vv} ± 3 dB VsS
0
crominanță: PAL: 0,3 V_{vv} − 6 dB
0
crominanță SECAM: 0,160 V_{vv} − 6 dB
— tensiune continuă suprapusă: între +2 V și −2 V.

Pinul 3 Ecran și retur comun.

Pinul 4 Intrare audio:
— impedanță de intrare: ≥ 10 KΩ peste 20 Hz
— semnal de intrare: o pistă audio
— tensiune de intrare: ≥ 0,1 V_{ef} max. 2 V_{ef}.

Pinul 5 Intrare tensiunea de alimentare: tensiune de intrare: +12 V.

Pinul 6 intrare audio suplimentară:
— impedanța de intrare: ≥ 10 kΩ peste 20 Hz
— semnal de intrare: două piste audio
— tensiune de intrare: ≥ 0,1 V_{ef} max. 2 V_{ef}.

2. Receptorul de televiziune utilizat ca sursă de semnal (videorecorderul înregistrează)

Pinul 1 Intrare tensiune de comutare: tensiunea de intrare 0 V.

Pinul 2 Ieșire video:
— impedanță de sarcină: 75 Ω
— semnal de ieșire: semnal de culoare compozit pozitiv (CVsS)
— tensiune de ieșire pe o sarcină de 75 Ω:
luminanța: 1 V_{vv} ± 3 dB VsS
0
crominanță PAL: 0,3 V_{vv} − 20 dB
0
crominanță SECAM: 0,160 V_{vv} − 20 dB
— tensiune continuă suprapusă pe 75 Ω: între +2 V și −2 V.

Pinul 3 Ecran și retur comun.

Pinul 4 Ieșire audio:
— impedanță de sarcină: ≤ 1 KΩ peste 20 Hz
— semnal de ieșire: o pistă audio
— tensiune de ieșire pe o sarcină de 10 kΩ: 0,1 V_{ef} max. 2 V_{ef}.

Pinul 5 Intrare tensiune de alimentare: tensiunea de intrare: +12 V.

Pinul 6 Ieșire audio suplimentară:
— impedanță de sarcină: ≤ 1 kΩ peste 20 Hz
— tensiune de ieșire pe o sarcină de 10 kΩ: ≥ 0,1 V_{ef} max. 2 V_{ef}.

Pentru sistemul SECAM vezi precizările anterioare.

Cordonul de legătură, utilizat împreună cu această mufă, va trebui să fie alcătuit astfel:
— pinul 1 — cablu neecranat;
— pinul 2 — coaxial 75 Ω;
— pinul 3 — ecran;
— pinul 4 — cablu ecranat;
— pinul 5 — cablu neecranat;
— pinul 6 — cablu ecranat.

Funcțiile receptorului T.V. sînt comutate de la recepția normală (cînd el servește ca sursă pentru VCR), la funcția de monitor de redare, de către o tensiune de +12 V furnizată de către VCR (în situația aceasta citește).

Menționăm că suma curenților continui prin pinii 1 și 5 nu trebuie să depășească 200 mA. Semnalele de ieșire (+12 V sau 0 V) ale tensiunilor de comutare sau de alimentare sînt aplicate pinilor 1 și 5 prin intermediul unei diode în serie. Acest lucru este necesar în scopul evitării unor defectări atunci cînd două VCR-uri sînt legate între ele pentru copierea unei casete (dubbing), videorecorderul care citește furnizînd tensiunea de +12 V (cu scopul de a trece televizorul pe funcția de monitor de redare) care nu trebuie să pătrundă în VCR-ul care înregistrează. Lucrul acesta nu se întîmplă deoarece această tensiune pozitivă ajunge în catodul diodei celui de-al doilea video (care înregistrează).

Abrevierea CVsS (în engleză CVBS) semnifică:
— C — crominanță (în engleză C—colour);
— V — video (în engleză V—video);
— s — stingere, blocare (în engleză B—blanking);
— S — sincronizare (în engleză S—sync).

Amplitudinea crominanței înseamnă:
— în PAL, amplitudinea salvei (burst);
— în SECAM, amplitudinea subpurtătoarei corespunde unei modulații de linie albastră de amplitudine nulă (la 4,25 MHz).

(URMARE DIN PAG. 17)

fața exterioară un material care sa asigure aderența tălpii. Pe partea interioară are lipită o folie de material reflectant (mylar, recuperat de la condensatoare sau chiar hîrtie sau carton alb). Pedala este fixată printr-o articulație mobilă de peretele unei cutii în care se află și montajul din figura 7. De jur împrejurul cutiei, în interior, se află un tampon de cca 2 cm grosime din poliuretan sau dunapren, a cărui elasticitate asigură apăsarea lentă/progresivă a pedalei și revenirea automată la starea inițială. Dacă la intrarea de control se aplică semnal sinusoidal de frecvență foarte joasă, se obține efectul tremolo, despre care am vorbit mai sus.

O serie de trei integratoare urmate de repetoare cu amplificatoare operaționale Bi-FET, asemănătoare celui din figura 5, incluse într-o configurație tipică, pot realiza o rezonanță de frecvență glisantă, controlată prin intermediul curentului injectat în cele trei circuite integrate 3080. Se obține astfel montajul din figura 8, care realizează binecunoscutul efect wau-wau. Tensiunea de control poate proveni de la o pedală sau de la altă sursă de tensiune, de exemplu de la generatorul de funcții. De asemenea, intrarea de control a circuitelor integrate 3080 (punctul A, după deconectarea acestuia de la colectorul tranzistorului T), poate fi cuplată direct la cursorul potențiometrului P3 din figura 4c. Se poate obține în acest fel, pe lîngă efectul wau-wau și efectul de vibrato spectral, sau de timbru. Profunzimea efectului se reglează prin potențiometrul P2 care este inclus în bucla de reacție.

În încheiere, menționăm că tranzistorul T din figurile 7 și 8 este un PNP de tip BC178. Reglajele montajului din figura 7 constau într-o poziționare corectă a celor două dispozitive optoelectronice față de placa reflectantă și ajustarea semireglabilului SR pentru obținerea variației de intensitate sonoră dorită, cînd se acționează pedala de la o limită la alta. Montajul din figura 8 nu necesită nici un reglaj. Înainte de realizarea montajelor din figurile 7 și 8, recomandăm testarea circuitelor integrate 3080 după una din schemele simple prezentate în figurile 2 sau 5.

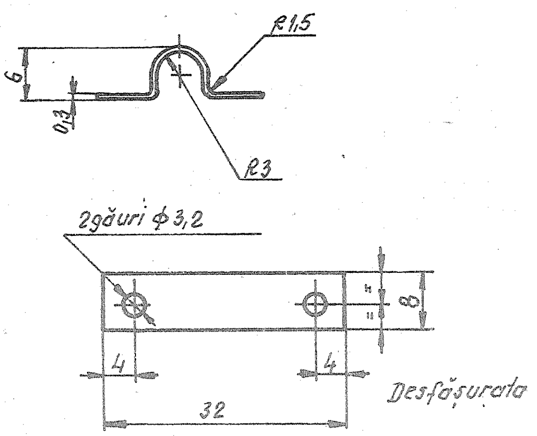
Bibliografie:

C. Popescu, Amplificatoare operaționale, Almanah TEHNIUM 1988.
Revista „Mlad constructor" nr: 3 și 4/1988.
Catalog de circuite integrate liniare — ICCE.
Linear integrated circuite — RCA.

CIRCUITE DE ADAPTARE

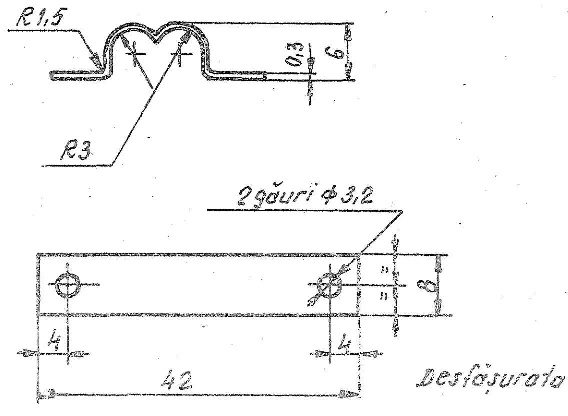
URMARE DIN PAG. 5)

Bridă tip II

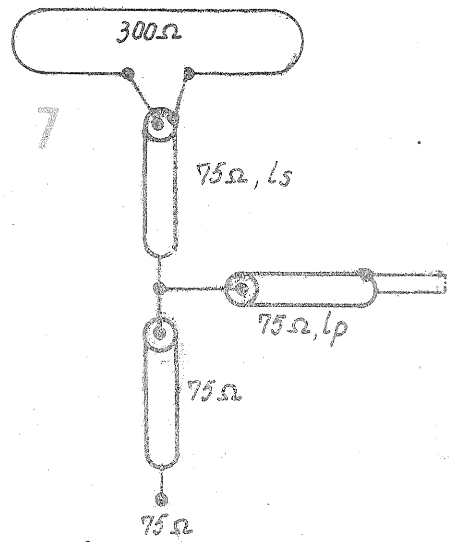


Mat: Tablă cositorită TC gros. 0,3 STAS 900-68

Bridă tip I

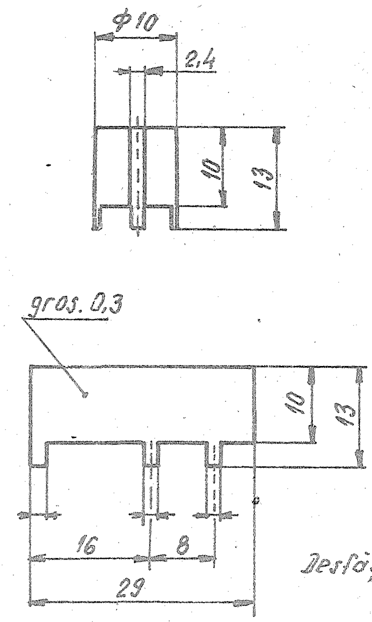


Mat: Tablă cositorită TC gros. 0,3 STAS 900-68

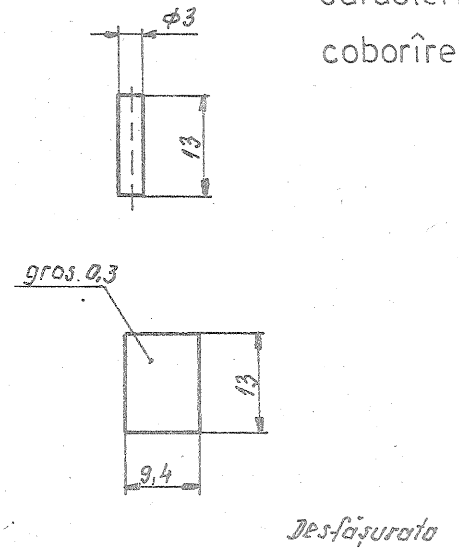


Circuit de adaptare între impedanța antenei dipol în $\lambda_l/2$ (300Ω) și impedanța caracteristica a cablului coaxial de coborîre

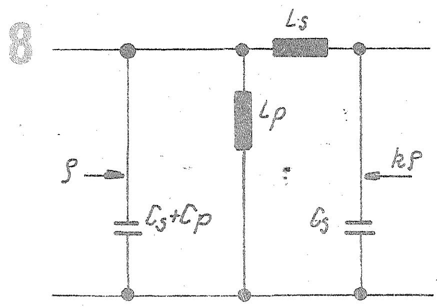
Conector coaxial tip priza (75Ω)



Mat: Tablă cositorită TC gros. 0,3 STAS 900-68



Mat: Tablă cositorită TC gros. 0,3 STAS 900-68



Circuitul cu constante concentrate echivalent circuitului de adaptare cu segment de linie în scurtcircuit

Tabelul 1

COMPORTAREA CU FRECVENȚA A CIRCUITULUI DIN FIGURA 7

Canal TV	Frecvența centrală (MHz)	VSWR maxim
1	52,2	1,56
2	62	1,45
3	80	1,33
4	88	1,30
5	98	1,27
6	178	1,13
7	186	1,13
8	194	1,12
9	202	1,12
10	210	1,11
11	218	1,11
12	226	1,10

Tabelul 2

VALORILE LUNGIMILOR l_s ȘI l_p PENTRU CIRCUITUL DIN FIGURA 7

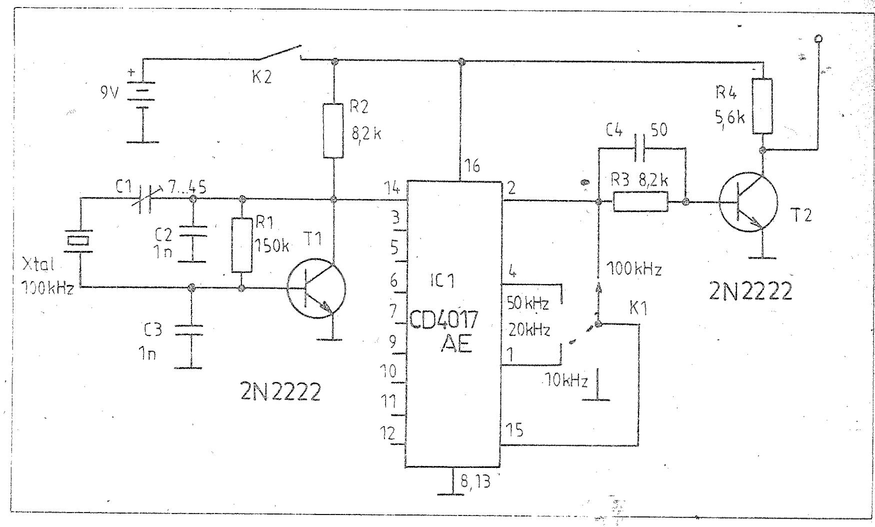
Canal TV	Frecvența centrală (MHz)	l_s (mm)	l_p (mm)
1	52,5	671	356
2	62	568	302
3	80	441	234
4	88	400	213
5	96	367	195
6	178	198	105
7	186	189	101
8	194	182	96
9	202	174	93
10	210	168	89
11	218	162	86
12	226	156	83

CALIBRATOR

Montajul permite obținerea unor semnale etalon de 100 kHz, 50 kHz, 20 kHz și 10 kHz. Frecvența de bază este furnizată de un oscilator cu cuarț ce pleacă de la 100 kHz și se aplică pe pinul 14 a circuitului 4017, circuit care realizeaza divizări cu 2—5 și 10.

Tranzistoarele din schemă pot fi și BC107 sau similare.

POPULAR ELECTRONICS 3/1989



OSCILATOR

Utilizînd un tranzistor cu efect de cîmp de tipul BF244 sau 2N3819 se poate construi un oscilator cu o pronunțată stabilitate a frecvenței.

Acest oscilator cu datele elementelor din schemă, acoperă gama 4,9—6 MHz, reglajul făcîndu-se din condensatorul variabil.

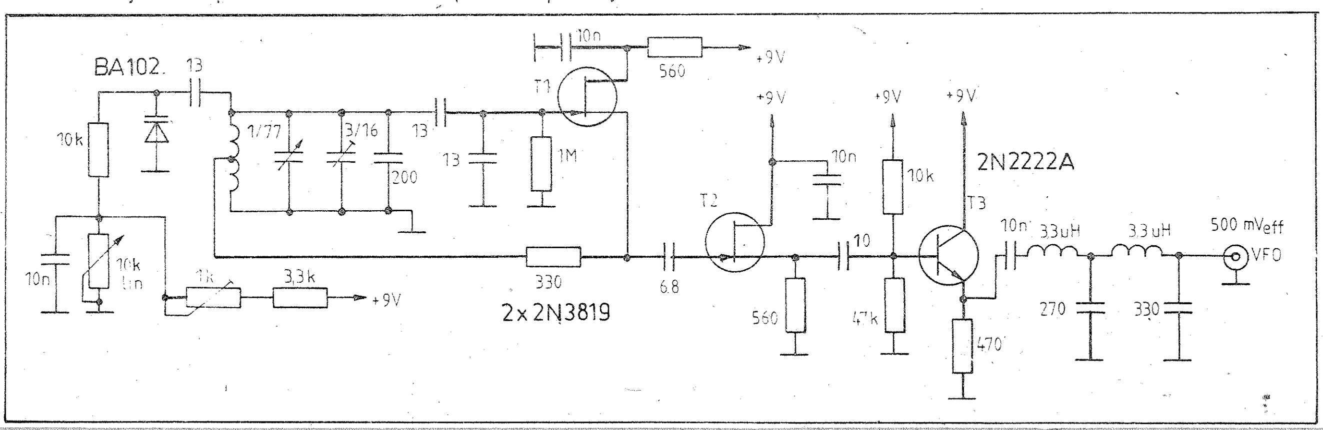
De remarcat că montajul este prevăzut cu RIT ce acționează prin intermediul diodei varicap BA102, reglajul făcîndu-se din potențiometrul de 10 kΩ.

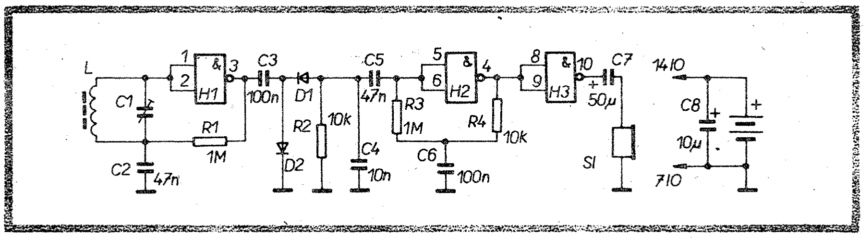
Bobina din oscilator are 19 spire cu diametrul de 8 mm din CuEm 0,8 și priză la spira 6.

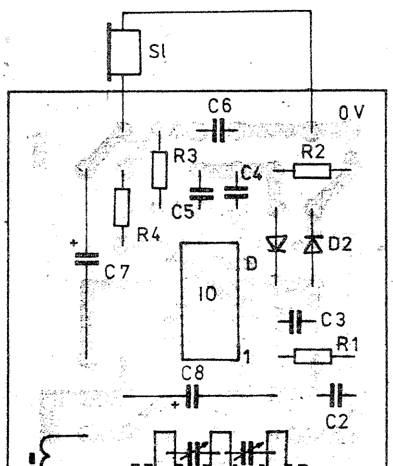
Filtrul de ieșire poate să lipsească, semnalul preluîndu-se din emitorul tranzistorului 2N2222A.

Alimentarea se face cu tensiune stabilizată de 9 V.

RADIO REF 10/1979







RECEPTOR

Particularitatea montajului constă în faptul că este construit cu un circuit integrat MMC4011. La intrare o antenă de ferită împreună cu un condensator variabil (150 pF) formează circuitul oscilant de selecție a stațiilor UM.

Condensatorul C3 împreună cu două diode cu germaniu alcătuiesc detectorul de amplitudine. Semnalul AF este amplificat și ascultat în cască.

Antena are 100—120 spire CuEm, 0,2 pe o bară de ferită.

Alimentarea este între 4,5 și 9 V.

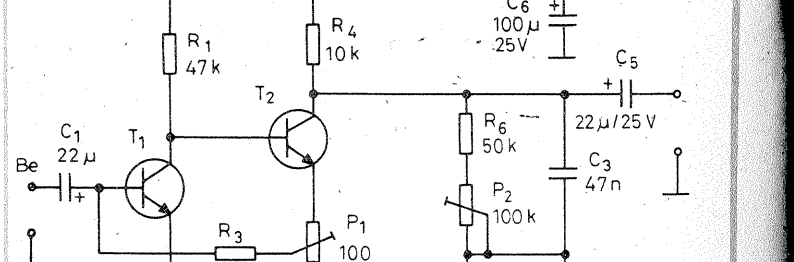
AMATÉRSKÉ RADIO 9/1992

CORECTOR RIAA

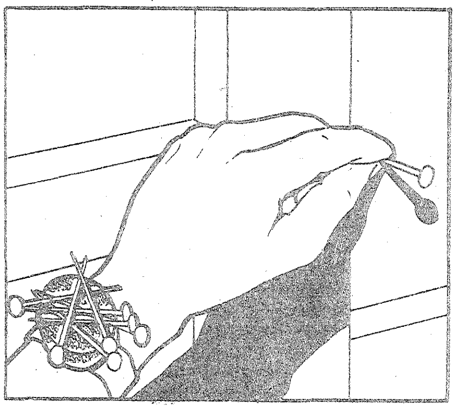
Amatorilor de audiții de înaltă fidelitate, le prezentăm un corector de frecvență pentru norma RIAA.

Montajul are la intrare o impedanță de 50 kΩ și un semnal de 2 mV și oferă la ieșire 120 mV.

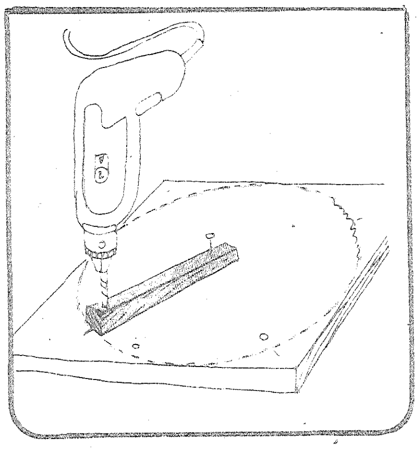
RADIOTECHNIKA 6/1992



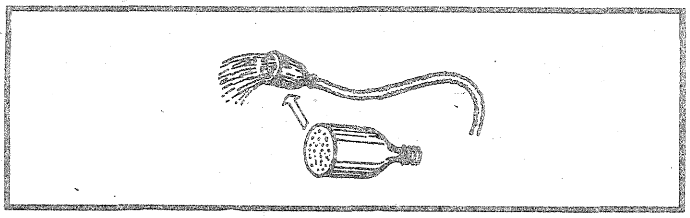
Cîteva SUGESTII



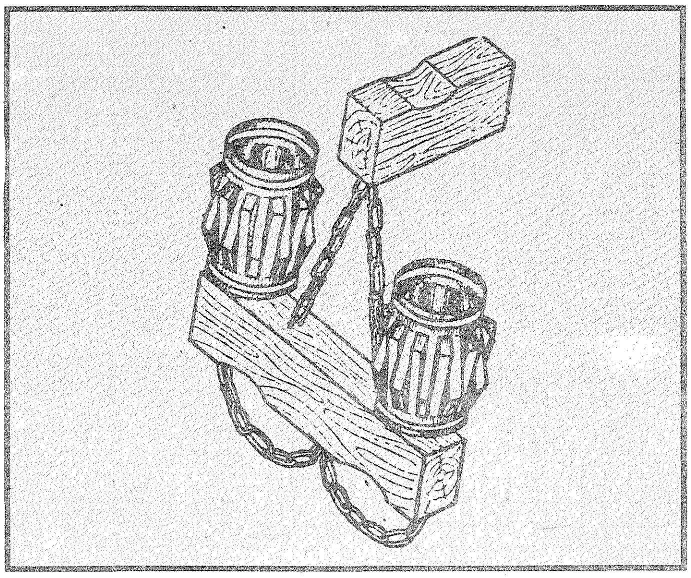
Un magnet poate reține cuiele de care avem nevoie.



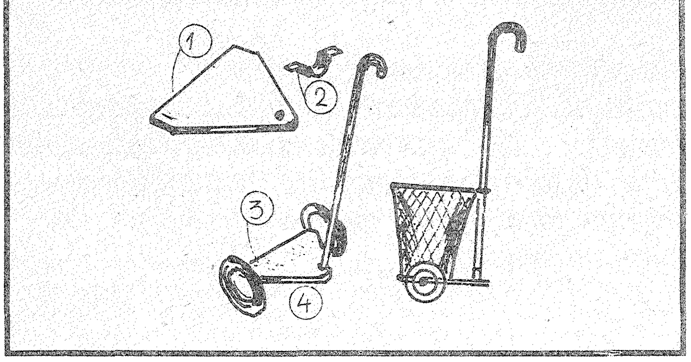
Găurirea exactă pe un cerc.



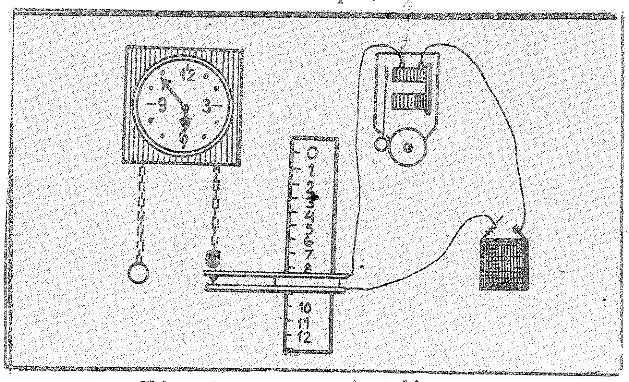
Un bidon de plastic cu multe perforații poate fi util la stropit.



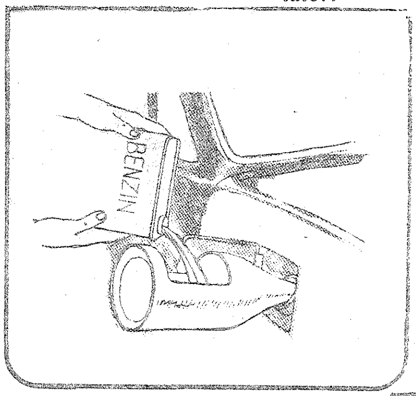
Lustra poate fi și confecționată.



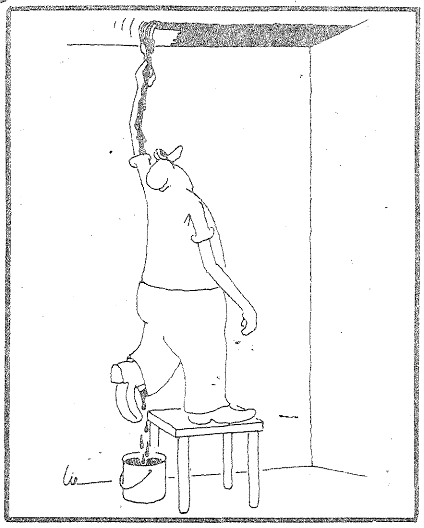
Patru componente are acest cărut pentru piață.



Chiar și un ceas mai vechi antrenat de greutăți poate deveni ceas deșteptător.



O pîlnie cu decupaj lateral la un bidon de plastic poate servi mai bine la turnatul benzinei.



Și așa se întîmplă.

Redactor șef: Ing. ILIE MIHĂESCU
Secretar general de redacție: Ing. ȘERBAN NAICU
Redactor: K. FILIP Grafică I. IVAȘCU
Corectură: GEORGE IVAȘCU
Secretariat: M. MARINESCU

Administrația: Editura „Presa Națională" S.A.

Tiparul executat la Imprimeria „Coresi" București

INDEX 44212